

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-136931
 (43)Date of publication of application : 21.05.1999

(51)Int.Cl.

H02M 3/24
 G02F 1/133
 H01L 41/107
 H02M 7/48
 H05B 41/24

(21)Application number : 09-300237
 (22)Date of filing : 31.10.1997

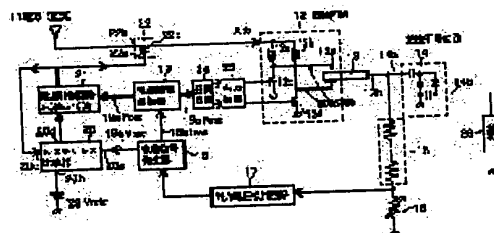
(71)Applicant : NEC CORP
 (72)Inventor : SASAKI HIROSHI
 IGUCHI KOICHI

(54) METHOD AND DEVICE FOR DRIVING PIEZOELECTRIC TRANSFORMER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a method and device for driving piezoelectric transformer, which can widen the variable range of the output voltage of a high-voltage power unit using a piezoelectric transformer.

SOLUTION: A method for driving piezoelectric transformer incorporates a first control method for controlling the boosting rate of a piezoelectric transformer 13 and a second control method for controlling the driving waveform of the transformer 13. A hysteresis characteristic is given to the threshold for switching the control methods to each other, so as to avoid the drive of the transformer 13 at its natural frequency by eliminating the occurrence of an irregular drive frequency. When the power supply voltage is fixed, the drive frequency is raised and the boosting rate is reduced from that at the time of the maximum output voltage, by changing the resistance value of a resistor 16 for detected, until the drive frequency reaches the natural frequency at which a trouble occurs. When the frequency reaches the natural frequency, the amplitude of the driving waveform is reduced by reducing the power supply to a drive circuit 12 so as to lower the driving frequency, without changing the output voltage. The minimum output voltage is obtained by raising the drive frequency to the natural frequency, by again changing the resistance value of the resistor 16 while the amplitude is small.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 31.10.1997
 [Date of sending the examiner's decision of rejection]
 [Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]
 [Date of final disposal for application]
 [Patent number] 3067715
 [Date of registration] 19.05.2000
 [Number of appeal against examiner's decision of rejection]
 [Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]
 [Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11)特許番号

特許第3067715号
(P3067715)

(45)発行日 平成12年7月24日(2000.7.24)

(24)登録日 平成12年5月19日(2000.5.19)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	
H 0 2 M 3/24		H 0 2 M 3/24	H
G 0 2 F 1/133	5 3 5	G 0 2 F 1/133	5 3 5
H 0 1 L 41/107		H 0 2 M 7/48	E
H 0 2 M 7/48		H 0 5 B 41/24	Z
H 0 5 B 41/24		H 0 1 L 41/08	A

請求項の数 8 (全 22 頁)

(21)出願番号 特願平9-300237
(22)出願日 平成9年10月31日(1997.10.31)
(65)公開番号 特開平11-136931
(43)公開日 平成11年5月21日(1999.5.21)
審査請求日 平成9年10月31日(1997.10.31)

(73)特許権者 000004237
日本電気株式会社
東京都港区芝五丁目7番1号
(72)発明者 佐々木 浩
東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気
株式会社内
(72)発明者 井口 康一
東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気
株式会社内
(74)代理人 100085235
弁理士 松浦 兼行

審査官 堀川 一郎

(56)参考文献 特開 平9-51681 (J P, A)
特開 平10-127058 (J P, A)

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 圧電トランスの駆動装置

1

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】 圧電トランスの入力部に印加する駆動信号の周波数を、該圧電トランス固有の最大昇圧比が得られる共振周波数よりも高く、かつ、該駆動信号の波形が非ゼロ電圧スイッチング波形若しくは高調波の重畳した波形となる、前記圧電トランス固有の不具合発生開始周波数より低い周波数領域で使用して、前記圧電トランスを駆動する圧電トランスの駆動装置であって、
前記圧電トランスの入力部を含んで昇圧型の電圧共振回路を構成しており、正弦波に近似し、かつ、前記周波数領域内の周波数の駆動信号を発生して該圧電トランスの入力部に印加する駆動回路と、
前記駆動回路の入力端子と直流電源の間に接続されており、オン時に前記直流電源からの電圧を前記駆動回路に電源電圧として供給し、該電源電圧に応じた振幅の駆動

2

信号を発生させるスイッチング素子と、
前記圧電トランスの出力部に一端が接続されている固定インピーダンス回路と、
前記固定インピーダンス回路の他端に接続された検出用抵抗と、
前記検出用抵抗の両端の電圧を検出する出力電圧検出回路と、
前記出力電圧検出回路の出力検出電圧を予め設定された基準電圧と大小比較し、前記検出電圧が前記基準電圧よりも低いときには現在よりも小さな値の制御電流を発生すると共に現在よりも高い値の制御電圧を発生し、前記検出電圧が前記基準電圧よりも高い時には現在よりも大きな値の制御電流を発生すると共に現在よりも低い値の制御電圧を発生する制御信号発生器と、
前記制御信号発生器からの前記制御電流の値が大きくな

るほど高い周波数で発振する電流制御発振器と、
前記電流制御発振器からの発振信号を受け、該発振信号の周波数に応じた周波数の駆動制御信号を発生して前記駆動回路に供給し、該駆動制御信号の周波数に応じた周波数の前記駆動信号を発生させる駆動制御信号発生手段と、

前記電流制御発振器からの発振信号とデューティ比制御信号を受け、該発振信号の周波数に等しく、かつ、前記デューティ比制御信号に基づき、100%又は100%未満の所定値のデューティ比のスイッチングパルスを出

力して、前記スイッチング素子をスイッチング制御する制御回路と、
前記制御信号発生器からの前記制御電圧と、前記不具合発生開始周波数を電圧変換した第1のしきい値電圧と、前記制御回路の出力信号とを比較し、前記制御電圧が前記第1のしきい値電圧で、かつ、前記制御回路の出力信号のデューティ比が100%であるときは、前記所定値のデューティ比を前記制御回路に指示する前記デューティ比制御信号を出力し、前記制御電圧が前記共振周波数を電圧変換した値よりも高く、かつ、前記第1のしきい値電圧より低い第2のしきい値電圧で、かつ、前記制御回路の出力信号のデューティ比が前記所定値であるときは、100%のデューティ比を前記制御回路に指示する前記デューティ比制御信号を出力するヒステリシス比較手段とを有することを特徴とする圧電トランスの駆動装置。

【請求項2】 前記スイッチング素子は、降圧型DC-DCコンバータ内に設けられたスイッチング素子であることを特徴とする請求項1記載の圧電トランスの駆動装置。

【請求項3】 圧電トランスの入力部に印加する駆動信号の周波数を、該圧電トランス固有の最大昇圧比が得られる共振周波数よりも高く、かつ、該駆動信号の波形が非ゼロ電圧スイッチング波形若しくは高調波の重畳した波形となる、前記圧電トランス固有の不具合発生開始周波数より低い周波数領域で使用して、前記圧電トランスを駆動する圧電トランスの駆動装置であって、
前記圧電トランスの入力部を含んで昇圧型の電圧共振回路を構成しており、正弦波に近似し、かつ、前記周波数領域内の周波数の駆動信号を発生して該圧電トランスの入力部に印加する駆動回路と、

前記駆動回路の入力端子と直流電源の間に接続されており、オン時に前記直流電源からの電圧を前記駆動回路に電源電圧として供給し、該電源電圧に応じた振幅の駆動信号を発生させるスイッチング素子と、

前記圧電トランスの出力部に一端が接続されている固定インピーダンス回路と、

前記固定インピーダンス回路の他端に接続された検出用抵抗と、

前記検出用抵抗の両端の電圧を検出する出力電圧検出回

路と、

前記出力電圧検出回路の出力検出電圧を予め設定された基準電圧と大小比較し、前記検出電圧が前記基準電圧よりも低いときには現在よりも小さな値の制御電流を発生すると共に現在よりも高い値の制御電圧を発生し、前記検出電圧が前記基準電圧よりも高い時には現在よりも大きな値の制御電流を発生すると共に現在よりも低い値の制御電圧を発生する制御信号発生器と、

前記制御信号発生器からの前記制御電流の値が大きくなるほど高い周波数で発振する電流制御発振器と、

前記電流制御発振器からの発振信号を受け、該発振信号の周波数に応じた周波数の駆動制御信号を発生して前記駆動回路に供給し、該駆動制御信号の周波数に応じた周波数の前記駆動信号を発生させる駆動制御信号発生手段と、

前記駆動回路内のスイッチングトランジスタに物理的に密着した温度検出素子と、

前記電流制御発振器からの発振信号とデューティ比制御信号を受け、該発振信号の周波数に等しく、かつ、前記デューティ比制御信号に基づき、100%又は100%未満の所定値のデューティ比のスイッチングパルスを出

力して、前記スイッチング素子をスイッチング制御する制御回路と、
前記温度検出素子の温度検出電圧と、前記不具合発生開始周波数における前記温度検出素子の温度検出電圧に相当する第1のしきい値電圧と、前記制御回路の出力信号とを比較し、前記温度検出電圧が前記第1のしきい値電圧で、かつ、前記制御回路の出力信号のデューティ比が100%であるときは、前記所定値のデューティ比を前記制御回路に指示する前記デューティ比制御信号を出力し、前記温度検出電圧が前記第1のしきい値電圧より低い第2のしきい値電圧で、かつ、前記制御回路の出力信号のデューティ比が前記所定値であるときは、100%のデューティ比を前記制御回路に指示する前記デューティ比制御信号を出力するヒステリシス比較手段とを有することを特徴とする圧電トランスの駆動装置。

【請求項4】 前記スイッチング素子は、降圧型DC-DCコンバータ内に設けられたスイッチング素子であることを特徴とする請求項3記載の圧電トランスの駆動装置。

【請求項5】 前記駆動回路は、それぞれソースが接地された第1及び第2のスイッチングトランジスタと、一端が電源供給端子に接続され、他端が前記第1のスイッチングトランジスタのドレインと前記圧電トランスの入力部の一端に接続された第1のコイルと、一端が前記電源供給端子に接続され、他端が前記第2のスイッチングトランジスタのドレインと前記圧電トランスの入力部の他端に接続された第2のコイルとよりなり、前記第1のコイル、入力部及び第2のスイッチングトランジスタにより第1の共振回路を構成し、前記第2のコイル、入力

部及び第1のスイッチングトランジスタにより第2の共振回路を構成し、前記第1及び第2のスイッチングトランジスタのスイッチングにより共振波を前記駆動信号として発生し、

前記駆動制御信号発生手段は、前記電流制御発振器からの発振信号を分周して互いに逆相の第1及び第2の分周信号を出力する分周回路と、該第1及び第2の分周信号を一時保持してから前記第1及び第2のスイッチングトランジスタのゲートに印加して交互にスイッチングするバッファ回路とからなることを特徴とする請求項1乃至4のうちいずれか一項記載の圧電トランスの駆動装置。

【請求項6】 前記ヒステリシス比較手段は、

前記圧電トランスの駆動信号の波形が非ゼロ電圧スイッチング波形となる駆動周波数と、前記駆動信号の波形が高調波の重畳した波形となる駆動周波数のうちより低い周波数を変換して得た電圧を前記第1のしきい値として設定された基準電圧源と、

前記制御信号発生器からの前記制御電圧と前記基準電圧源からの前記第1のしきい値とを比較し、該制御電圧が前記第1のしきい値となり、かつ、前記制御回路の出力信号のデューティ比が100%のとき第1の論理値の信号を出力して前記制御回路の出力信号のデューティ比を前記100%未満の所定値に決定し、前記制御電圧が前記第1のしきい値よりも低く、かつ、前記共振周波数を換算した電圧値よりも高い値に設定された第2のしきい値となり、かつ、前記制御回路の出力信号のデューティ比が前記所定値のとき第2の論理値の信号を出力して前記制御回路の出力信号のデューティ比を100%に決定するヒステリシス比較器とよりなることを特徴とする請求項1又は2記載の圧電トランスの駆動装置。

【請求項7】 前記ヒステリシス比較手段は、

前記圧電トランスの駆動信号の波形が非ゼロ電圧スイッチング波形となる駆動周波数と、前記駆動信号の波形が高調波の重畳した波形となる駆動周波数のうちより低い周波数を変換して得た電圧を前記第1のしきい値として設定された基準電圧源と、

前記温度検出素子の温度検出電圧と、前記基準電圧源からの前記第1のしきい値と、前記制御回路の出力信号とを比較し、該温度検出電圧が前記第1のしきい値となり、かつ、前記制御回路の出力信号のデューティ比が100%のとき第1の論理値の信号を出力して前記制御回路の出力信号のデューティ比を前記100%未満の所定値に決定し、前記温度検出電圧が前記第1のしきい値よりも低く、かつ、前記共振周波数を換算した電圧値よりも高い値に設定された第2のしきい値となり、かつ、前記制御回路の出力信号のデューティ比が前記所定値のとき第2の論理値の信号を出力して前記制御回路の出力信号のデューティ比を100%に決定するヒステリシス比較器とよりなることを特徴とする請求項3又は4記載の圧電トランスの駆動装置。

【請求項8】 前記検出用抵抗は、可変抵抗であること
を特徴とする請求項1乃至4のうちいずれか一項記載の
圧電トランスの駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は圧電トランスの駆動装置に係り、特に電子写真方式を用いた複写機及びプリンタ等に用いられる、高圧電源用圧電トランスの駆動装置に関する。

【0002】

【従来の技術】従来の圧電トランスの駆動方法及び駆動装置として、冷陰極管のインバータ電源装置に用いる圧電トランスの駆動方法および駆動装置が知られている（特開平9-135573号公報）。この冷陰極管のインバータ電源装置では、液晶バックライト等としての冷陰極蛍光灯のインバータ電源用昇圧トランスとして圧電トランスを用いており、電源電圧や負荷の変化に対応して冷陰極蛍光灯を安定に点灯するための圧電トランスの駆動方法として、パルス幅可変手段を用いている。

【0003】図8はこの従来の圧電トランスの駆動装置の一例のブロック図を示す。同図において、冷陰極蛍光灯75に直列に小さな値の帰還抵抗76が接続され、帰還抵抗76で冷陰極蛍光灯75に流れる電流検出がなされている。帰還抵抗76の両端電圧は電流検出回路77及び位相検出回路78に入力される。電流検出回路77は帰還抵抗76の両端電圧から冷陰極蛍光灯75に流れる負荷電流を検出し、パルス幅制御回路79に結果を入力する。

【0004】パルス幅制御回路79は帰還抵抗76の両端電圧が一定になるように、つまり冷陰極蛍光灯75に流れる負荷電流が一定になるように、可変発振回路71の出力信号のパルス幅をパルス幅可変回路80により制御する。パルス幅可変回路80より出力されたパルス信号は、波形整形回路72によりそのパルス幅に応じた振幅で取り出され、更にドライブ回路73を通して駆動信号として圧電トランス74に供給されてこれを駆動する。圧電トランス74により昇圧された信号は冷陰極蛍光灯75に入力される。

【0005】ここで、例えば、負荷である冷陰極蛍光灯75の電流が小さくなった時には帰還抵抗76の両端電圧が低くなるので、パルス幅制御回路79は帰還抵抗76の両端電圧が所定値よりも低くなったことを検知し、パルス幅可変回路80にその出力信号のパルス幅を広くするように指示を出し、波形整形回路72の出力信号の振幅値を大きくする。これにより、圧電トランス74の入力が大きくなり冷陰極蛍光灯75の電流が大きくなる。

【0006】逆に、冷陰極蛍光灯75の電流が大きくなった時には帰還抵抗76の両端電圧が高くなるので、パルス幅制御回路79は帰還抵抗76の両端電圧が所定値

よりも高くなったことを検知し、パルス幅可変回路80にその出力信号のパルス幅を狭くするように指示を出し、波形整形回路72の出力信号の振幅値を小さくする。これにより、圧電トランス74の入力が小さくなり冷陰極蛍光灯75の電流が小さくなる。

【0007】この制御により冷陰極蛍光灯75の電流はほぼ一定になり、ほぼ一定の輝度で点灯する。更に位相検出回路78により圧電トランス74の共振周波数と駆動周波数の関係に制限を設けている。

【0008】しかし、この従来の駆動装置では冷陰極蛍光灯75のインピーダンスが極めて小さくなった時には、圧電トランス74の出力電圧を小さくしなければならず、このために駆動信号のパルス幅を極めて小さくしなければならない。この時には、駆動信号の高調波成分が極めて大きくなってしまいうので圧電トランス74内での損失が大きくなり、圧電トランス74の駆動効率が低くなり、また信頼性も極めて低下する。

【0009】図9は上記の不具合を解決するための従来の圧電トランスの駆動装置の一例のブロック図を示す。同図中、図8と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図9において、冷陰極蛍光灯75のインピーダンスが極めて小さくなった時には、圧電トランス74の駆動電圧が一定でも出力電流が大きくなりすぎるため、パルス幅可変回路80の出力信号のパルス幅を狭くするようにパルス幅制御回路81がパルス幅可変回路80に指令を出し、また、これと同時にDC-DCコンバータ82に指令を出す。DC-DCコンバータ82は電源電圧検出回路83からの電源電圧の検出電圧を受け、上記の指令に基づいてDC-DCコンバータ82の出力直流電圧を低下させ、ドライブ回路84に直流電源として供給する。これにより、ドライブ回路84から圧電トランス74に供給される駆動信号のパルス幅は通常の広さに戻る。

【0010】反対に冷陰極蛍光灯75のインピーダンスが極めて高くなった時には、圧電トランス74の駆動電圧のパルス幅を広くしても十分な出力電流を取り出すことができなくなる。その時にはパルス幅制御回路81がパルス幅可変回路80に出力信号のパルス幅を広くするように指令を出すと同時に、DC-DCコンバータ82に指令を出してその出力直流電圧を上昇させる。この上昇させた直流電圧はドライブ回路84に直流電源として供給され、その出力駆動電流のパルス幅を広く制御する。このように、この従来回路では、DC-DCコンバータ82による直流電圧の変換は駆動信号のパルス幅がある範囲外になったときに実行するようにしてある。

【0011】しかし、図9の従来装置による駆動信号のパルス幅可変の制御では、駆動周波数と圧電トランス74の共振周波数との関係がほぼ一定でなくなる可能性があり、駆動周波数が圧電トランス74の共振周波数から遠く離れた場合には圧電トランス74の駆動効率が著し

く低下するか、パルス幅可変のみの制御では負荷である冷陰極蛍光灯75に十分な電流を流せなくなる。

【0012】図10は上記の不具合を解決するための従来の圧電トランスの駆動装置の一例のブロック図を示す。同図中、図8及び図9と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図10に示すブロック図の従来の駆動装置では、位相検出回路78により圧電トランス74の共振周波数と駆動周波数との関係に制限を設けると同時に、電流検出回路85の出力を可変発振回路86にも入力して、圧電トランス74の共振周波数と駆動周波数の関係に制限を設けることにより、駆動周波数を限られた範囲内で可変している。

【0013】これにより、位相差が設定範囲内であって出力電流が小さくなったときは、パルス幅制御回路79は駆動信号のパルス幅を広くするようにパルス幅可変回路80に指示を出し、波形整形回路72の出力信号の振幅値を大きくする。そして、駆動信号のパルス幅を広くしても出力電流がまだ所定値よりも小さいときには、位相差の設定範囲に対応する周波数設定範囲内で駆動周波数を低下させて出力電流を増加する。

【0014】逆に負荷電流が大きくなったときには、パルス幅制御回路79は駆動信号のパルス幅を狭くするようにパルス幅可変回路80に指示を出し、波形整形回路72の出力信号の振幅値を小さくする。そして、駆動信号のパルス幅を狭くしても出力電流がまだ所定値より大きいときには、位相差の設定範囲に対応する周波数設定範囲内で駆動周波数を増加させて出力電流を低下させる。

【0015】一方、ヒステリシス特性に関する従来技術として、特開平5-183524号公報では、光伝送方式を用いた受信装置の1F帯信号のステップ減衰器を切り換える際に比較する2つの電圧の比較出力にヒステリシスを持たせたものが開示され、また、特開平3-241920号公報では、リセット回路の入力電圧に対する基準電圧源の出力電圧の変化にヒステリシス特性を持たせたものが開示され、更に、特開平1-235414号公報では、光結合型のリレー回路の出力用MOS型電界効果トランジスタ(FET)がオンからオフに切り換わる動作点とオフからオンに切り換わる動作点にヒステリシス特性を持たせたものが開示されている。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】しかるに、上記の従来の圧電トランスの駆動方法および駆動装置では、第1に可変範囲の広い出力電圧が得られないという問題がある。その理由は、圧電トランス74の駆動周波数を動かして圧電トランス74の昇圧比を変化させることで出力電圧を可変しているからである。

【0017】圧電トランス74を高効率で駆動するには、不要な周波数成分の含まれない正弦波駆動がよい。そのため、駆動波形は電圧共振を利用して正弦波となるように調整

している。ドライブ回路73はインダクタンスとキャパシタンスの電圧共振を利用し、スイッチのターンオン時にはゼロ電圧スイッチングとなる最適E級動作を行って半波正弦波を作り、これを2つ組み合わせて正弦波とする。インダクタンスとしてはコイルまたは電磁トランスを使用し、キャパシタンスとしては圧電トランス74の等価入力容量を使用している。

【0018】このようにして構成した駆動装置による駆動波形は駆動周波数により変化する傾向があり、回路調整を行った周波数以外の駆動周波数では正弦波とならなくなる。特に、回路調整を行った周波数より高い駆動周波数で圧電トランスを駆動すると、駆動波形が変化し効率¹⁰が低下してくる。この効率低下し始める駆動周波数は、圧電トランス74の振動モード、素子構造、素子寸法、駆動回路方式で決まる固有値となる。

【0019】駆動周波数が回路調整時の周波数より高い固有の周波数に至ると電圧共振の崩れにより駆動波形が欠けて半波正弦波は後半で切れてしまう波形となる。駆動周波数が、この固有周波数より更に高くなると波形欠け²⁰の程度がよりひどくなり半波正弦波は扇形となる。駆動装置はゼロ電圧スイッチングにより高効率を維持しているが、このように駆動波形が欠けると非ゼロ電圧スイッチングとなり駆動回路は発熱する。非ゼロ電圧の電位は欠けの程度に比例するため欠けが大きいほど発熱が増大する。圧電トランス及び駆動装置の発熱は電源モジュールの効率低下を招き、最終的には動作不良に至るため、駆動周波数を動かすことのできる上限範囲はこの固有周波数となる。圧電トランスを使用した高圧電源では、広い出力電圧範囲を得るために駆動周波数を広い範囲³⁰で動かすことが必要になるが、駆動周波数の上限はこの固有周波数で制限されてしまうため可変範囲の広い出力電圧が得られなくなる。

【0020】特開平9-135573号公報記載の従来の圧電トランス駆動方法および駆動装置では、冷陰極蛍光灯75を負荷としたときに流れる負荷電流が周囲環境によらず一定制御するために圧電トランス74の入出力位相差を位相差検出回路78で検出し、駆動信号のパルス幅を可変することで駆動周波数の変化する周波数幅を位相差で制限する方法が示されているが、この方法では⁴⁰前記の固有周波数が位相差で制限される周波数幅に入っている場合に効果がない。

【0021】第2に、電源電圧範囲の上限幅を拡大すると駆動波形ひずみが発生するという問題があり、信頼性に問題がある。その理由は、電源電圧が増加することにより駆動波形の振幅が大きくなると、一定の出力を維持するために駆動周波数は共振周波数より高い方へ変化するからである。

【0022】駆動波形はインダクタンスとキャパシタンスの電圧共振を利用し、スイッチのターンオン時にはゼロ電圧スイッチングとなる最適E級動作を行って半波正⁵⁰

弦波を作り、これを2つ組み合わせて正弦波とする。インダクタンスとしてはコイルまたは電磁トランスを使用し、キャパシタンスとしては圧電トランスの等価入力容量を使用している。電源電圧が高くなると、この駆動回路への入力電圧が高くなることになる。

【0023】電圧共振による半波正弦波の振幅は入力電圧に比例して大きくなり、これに伴い駆動波形である正弦波の振幅も大きくなる。駆動波形の振幅が大きくなると、一定の出力を維持するために圧電トランスの昇圧比を低くする制御を開始する。圧電トランスの昇圧比は、駆動周波数に対して共振周波数をピークに山なりの特性をもつ。従って、この特性から分かるように、駆動周波数を共振周波数より高くすると昇圧比が小さくなるため、駆動波形の振幅が大きくなると一定の出力を維持するために共振周波数より高い周波数で駆動する制御を開始する。

【0024】しかし、圧電トランスを共振周波数より高い周波数で駆動すると、圧電トランスの振動モード、素子構造、素子寸法、駆動回路方式で決まる固有の周波数で駆動周波数の高調波成分が重畳した駆動波形ひずみが発生する。使用する電源電圧の上限範囲を広くする程、駆動周波数は上限幅に比例して共振周波数より高い周波数領域を使用することになるので、この固有周波数で動作⁵⁰する可能性が高くなる。

【0025】圧電トランスの駆動波形に不要な周波数成分が含まれると、素子が不要振動を起こすことになるので信頼性上の問題がある。

【0026】

【0027】本発明は以上の点に鑑みなされたもので、圧電トランスを用いた高圧電源装置において、出力電圧の可変範囲を広くできる圧電トランスの駆動装置⁵⁰を提供することを目的とする。

【0028】また、本発明の他の目的は、電源電圧の広範囲内において信頼性を維持できる圧電トランスの駆動装置を提供することにある。

【0029】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するため、本発明装置は、圧電トランスの入力部に印加する駆動信号の周波数を、圧電トランス固有の最大昇圧比が得られる共振周波数よりも高く、かつ、駆動信号の波形が非ゼロ電圧スイッチング波形若しくは高調波の重畳した波形となる、圧電トランス固有の不具合発生開始周波数より低い周波数領域で使用して、圧電トランスを駆動する圧電トランスの駆動装置であって、圧電トランスの入力部を含んで昇圧型の電圧共振回路を構成しており、正弦波に近似し、かつ、周波数領域内の周波数の駆動信号を発生して圧電トランスの入力部に印加する駆動回路と、駆動回路の入力端子と直流電源の間に接続されており、オン時に直流電源からの電圧を駆動回路に電源電圧として供給し、電源電圧に応じた振幅の駆動信号を発生⁵⁰

させるスイッチング素子と、圧電トランスの出力部に一端が接続されている固定インピーダンス回路と、固定インピーダンス回路の他端に接続された検出用抵抗と、検出用抵抗の両端の電圧を検出する出力電圧検出回路と、出力電圧検出回路の出力検出電圧を予め設定された基準電圧と大小比較し、検出電圧が基準電圧よりも低いときには現在よりも小さな値の制御電流を発生すると共に現在よりも高い値の制御電圧を発生し、検出電圧が基準電圧よりも高い時には現在よりも大きな値の制御電流を発生すると共に現在よりも低い値の制御電圧を発生する制御信号発生器と、制御信号発生器からの制御電流の値が大きくなるほど高い周波数で発振する電流制御発振器と、電流制御発振器からの発振信号を受け、発振信号の周波数に応じた周波数の駆動制御信号を発生して駆動回路に供給し、駆動制御信号の周波数に応じた周波数の駆動信号を発生させる駆動制御信号発生手段と、電流制御発振器からの発振信号とデューティ比制御信号を受け、発振信号の周波数に等しく、かつ、デューティ比制御信号の周波数に基づき、100%又は100%未満の所定値のデューティ比のスイッチングパルスを出力して、スイッチング素子をスイッチング制御する制御回路と、制御信号発生器からの制御電圧と、不具合発生開始周波数を電圧変換した第1のしきい値電圧と、制御回路の出力信号とを比較し、制御電圧が第1のしきい値電圧で、かつ、制御回路の出力信号のデューティ比が100%であるときは、所定値のデューティ比を制御回路に指示するデューティ比制御信号を出力し、制御電圧が共振周波数を電圧変換した値よりも高く、かつ、第1のしきい値電圧より低い第2のしきい値電圧で、かつ、制御回路の出力信号のデューティ比が所定値であるときは、100%のデューティ比を制御回路に指示するデューティ比制御信号を出力するヒステリシス比較手段とを有する構成としたものである。

【0030】

【0031】

【0032】 また、本発明装置は上記の目的達成のため、圧電トランスの入力部に印加する駆動信号の周波数を、圧電トランス固有の最大昇圧比が得られる共振周波数よりも高く、かつ、駆動信号の波形が非ゼロ電圧スイッチング波形若しくは高調波の重畳した波形となる、圧電トランス固有の不具合発生開始周波数より低い周波数領域で使用して、圧電トランスを駆動する圧電トランスの駆動装置であって、圧電トランスの入力部を含んで昇圧型の電圧共振回路を構成しており、正弦波に近似し、かつ、周波数領域内の周波数の駆動信号を発生して圧電トランスの入力部に印加する駆動回路と、駆動回路の入力端子と直流電源の間に接続されており、オン時に直流電源からの電圧を駆動回路に電源電圧として供給し、電源電圧に応じた振幅の駆動信号を発生させるスイッチング素子と、圧電トランスの出力部に一端が接続されてい

る固定インピーダンス回路と、固定インピーダンス回路の他端に接続された検出用抵抗と、検出用抵抗の両端の電圧を検出する出力電圧検出回路と、出力電圧検出回路の出力検出電圧を予め設定された基準電圧と大小比較し、検出電圧が基準電圧よりも低いときには現在よりも小さな値の制御電流を発生すると共に現在よりも高い値の制御電圧を発生し、検出電圧が基準電圧よりも高い時には現在よりも大きな値の制御電流を発生すると共に現在よりも低い値の制御電圧を発生する制御信号発生器と、制御信号発生器からの制御電流の値が大きくなるほど高い周波数で発振する電流制御発振器と、電流制御発振器からの発振信号を受け、発振信号の周波数に応じた周波数の駆動制御信号を発生して駆動回路に供給し、駆動制御信号の周波数に応じた周波数の駆動信号を発生させる駆動制御信号発生手段と、駆動回路内のスイッチングトランジスタに物理的に密着した温度検出素子と、電流制御発振器からの発振信号とデューティ比制御信号を受け、発振信号の周波数に等しく、かつ、デューティ比制御信号に基づき、100%又は100%未満の所定値のデューティ比のスイッチングパルスを出力して、スイッチング素子をスイッチング制御する制御回路と、温度検出素子の温度検出電圧と、不具合発生開始周波数における温度検出素子の温度検出電圧に相当する第1のしきい値電圧と、制御回路の出力信号とを比較し、温度検出電圧が第1のしきい値電圧で、かつ、制御回路の出力信号のデューティ比が100%であるときは、所定値のデューティ比を制御回路に指示するデューティ比制御信号を出力し、温度検出電圧が第1のしきい値電圧より低い第2のしきい値電圧で、かつ、制御回路の出力信号のデューティ比が所定値であるときは、100%のデューティ比を制御回路に指示するデューティ比制御信号を出力するヒステリシス比較手段とを有する構成としたものである。

【0033】 上記構成において、圧電トランスを高効率で駆動するために不要な周波数成分の含まれない正弦波とするため、駆動波形は電圧共振を利用した正弦波に近似した波形とする。そのために駆動回路は、インダクタンスとキャパシタンスの電圧共振を利用し、スイッチのターンオン時にはゼロ電圧スイッチングとなる最適E級動作を行って半波正弦波を作り、これを2つ組み合わせで正弦波に近似した波形を発生する昇圧型の電圧共振回路とする。インダクタンスとしてはコイルまたは電磁トランスを使用し、キャパシタンスとしては圧電トランスの等価入力容量を使用する。

【0034】 このようにして構成した駆動回路による駆動波形は圧電トランスの振動モード、素子構成、素子寸法、駆動回路方式により決まる第1の固有周波数に至ると電圧共振の崩れが発生し、駆動波形が欠けて半波正弦波は後半で切れてしまう波形（非ゼロ電圧スイッチング）となり駆動回路の発熱となる。また圧電トランスの

振動モード、素子構成、素子寸法、駆動回路方式により決まる第2の固有周波数に至ると駆動周波数の高調波成分が重畳した駆動波形ひずみが発生し、素子が不要振動を起こすため信頼性上の問題がある。第1および第2の固有周波数は共振周波数より高い周波数領域に存在している。出力電圧を低くしたり、電源電圧を高くすると共振周波数より高い周波数領域で駆動することになるため、これらの固有周波数で駆動する可能性がある。

【0035】本発明ではこれを回避するために、固有周波数に至ったときは、駆動波形の振幅を小さくして圧電トランスを元の昇圧比より高い昇圧比で駆動するようにして、固有周波数より低い駆動周波数で固有周波数に相当する出力電圧を維持する。ただし、駆動波形の振幅を小さくする方法だけでは、出力電圧範囲を下げることになるので、出力電圧範囲を広げるためには固有周波数または発熱の検出前の制御とこれらの検出後の制御を往復することが必要となる。

【0036】これらの検出前後の制御を切り換えるためのパラメータとして駆動周波数は前記第1及び第2の固有周波数を検出するのに有効である。駆動周波数が固有周波数より低いときの駆動波形の振幅は、直流電源が駆動回路へ入力し得られる振幅で任意に設定した出力電圧を得る。一方、検出値が固有周波数に至ると、直流電源に接続したスイッチング素子が固定デューティ比でスイッチング制御を行い駆動回路への供給電力を減少するため、駆動波形の振幅は直流電源で得られる振幅より小さい値となる。これにより一定出力を得るために圧電トランスは元の昇圧比より高い昇圧比が必要となるので、駆動周波数が下がり固有周波数以下となる。

【0037】本発明は、上記の駆動周波数を制御して圧電トランスの昇圧比を変化させる第1の制御方法だけでなく、直流電源に接続されたスイッチング素子が固有周波数をしきい値として常時オン状態となる無制御（デューティ比100%の制御）と、オン／オフ状態となるパルス幅制御（デューティ比100%未満の固定デューティ比制御）を任意に切り換えることで、駆動波形の振幅を調整する第2の制御方法を併用することにより、広い出力電圧範囲と広い電源電圧範囲が得られる。

【0038】ここで、パルス幅制御から無制御へ変化するときのしきい値周波数は無制御からパルス幅制御へ変化するときのしきい値周波数より低い周波数となるようにすると制御方式の切り換え時における駆動周波数の不定を解消できる。つまり、電源電圧が一定の時、パルス幅制御から無制御に切り換わる出力電圧は、無制御からパルス幅制御に切り換わったときの出力電圧より高い電圧値で切り換わり、出力電圧が一定の時、パルス幅制御から無制御に切り換わる電源電圧は、無制御からパルス幅制御に切り換わったときの電源電圧より低い電圧値で切り換わるように、ヒステリシス特性を持たせている。ここで直流電源に接続したスイッチング素子の制御を固定デュー

ティ比とすることは、簡素な回路構成で負荷の状態に左右される始動不安定を解消でき、しきい値のヒステリシス特性を容易とする。

【0039】また、これら検出前後の制御を切り換えるための別のパラメータとして駆動回路の発熱があり、第1の固有周波数が第2の固有周波数より低い場合に有効である。本発明の他の例では、サーミスタ部品等の温度検出素子により発熱を電圧値に変換した値を使用し、しきい値温度に至っていないときの駆動波形の振幅は、直流電源を駆動回路へ入力して得られる振幅とし、一方しきい値温度に至ると、直流電源に接続したスイッチング素子が固定デューティ比でスイッチング制御を行い駆動回路への供給電力を減少することにより、駆動波形の振幅を直流電源で得られる振幅より小さい値とする。

【0040】これにより、一定出力を得るために圧電トランスは、元の昇圧比より高い昇圧比が必要となるので、駆動周波数は第1の固有周波数より低くなり、駆動波形はゼロ電圧スイッチングに回復し発熱を防止する。直流電源に接続されたスイッチング素子が固有周波数をしきい値として常時オン状態となる無制御とオン／オフ状態となるパルス幅制御を任意に切り換えることで、駆動波形の振幅を調整することができ、広い出力電圧範囲と広い電源電圧範囲が得られる。

【0041】ここで、無制御（デューティ比100%のデューティ比制御）からパルス幅制御（デューティ比100%未満の固定デューティ比制御）へ制御方式が切り換わるしきい値より、パルス幅制御から無制御へ制御方式が切り換わるしきい値の方が、しきい値を周波数に換算したときに相対的に低い周波数となるしきい値と設定すると、制御方式の切り換え時における駆動周波数の不定を解消できる。つまり、本発明も上記発明と同様に、電源電圧が一定の時、パルス幅制御から無制御に切り換わる出力電圧は、無制御からパルス幅制御に切り換わったときの出力電圧より高い電圧値で切り換わり、出力電圧が一定の時、パルス幅制御から無制御に切り換わる電源電圧は、無制御からパルス幅制御に切り換わったときの電源電圧より低い電圧値で切り換わるように、ヒステリシス特性を持たせている。ここで直流電源に接続したスイッチング素子の制御を固定デューティ比とすることは、簡素な回路構成で負荷の状態に左右される始動不安定を解消でき、しきい値のヒステリシス特性を容易とする。

【0042】

【発明の実施の形態】次に、本発明の各実施の形態について図面と共に説明する。図1は本発明になる圧電トランス駆動装置の第1の実施の形態の回路系統図を示す。同図において、スイッチング素子22は、一端22bが直流電源11に接続され、他端22cが駆動回路12に接続され、制御端子22aが電源制御回路21の出力端子に接続されている。スイッチング素子22として電界

効果トランジスタ(FET)を使用した場合、上記の制御端子22aはゲート、一端22bと他端22cはソースとドレインである。

【0043】駆動回路12は、コイル12a及び12b、スイッチングトランジスタ12c及び12d、圧電トランス13の入力部13aで構成されており、駆動回路12の入力端子がコイル12a及びスイッチングトランジスタ12cを直列に介して接地されると共に、コイル12b及びスイッチングトランジスタ12dを直列に介して接地されている。コイル12aとスイッチングトランジスタ12cのドレインとの接続点と、コイル12bとスイッチングトランジスタ12dのドレインとの接続点はそれぞれ圧電トランス13の入力部13aに接続されている。

【0044】圧電トランス13の入力部13aは、駆動回路12に含まれており、圧電トランス13の出力部13bは整流平滑回路14の入力端子14aと固定インピーダンス回路15の接続点に共通接続されている。整流平滑回路14は出力端子14bが負荷26に接続されている。また、固定インピーダンス回路15の他端は、検出用抵抗16を介して接地される一方、出力電圧検出回路17を介して制御信号発生器18に接続されている。制御信号発生器18は、電流制御発振器19及びヒステリシス比較器20の第1の入力端子20aに接続されている。

【0045】ヒステリシス比較器20は、第2の入力端子20bが基準電圧源23に接続されて基準電圧 V_{ref} が印加され、第3の入力端子20cが電源制御回路21の出力端に接続され、出力端子20dが電源制御回路21の一方の入力端に接続されている。また、電流制御発振器19は、電源制御回路21の他方の入力端に接続される一方、分周回路24及び電源制御回路21に接続されている。分周回路24の出力はバッファ回路25を介して駆動回路12内のスイッチングトランジスタ12c、12dの制御端子に接続されている。

【0046】次に、この実施の形態の動作について説明する。スイッチング素子22がオン状態の時、直流電源11からの直流電圧がスイッチング素子22及び駆動回路12を通して交流電圧とされて圧電トランス13の入力部13aに印加され、ここで昇圧された後、整流平滑回路14で整流平滑されて負荷26に供給される一方、固定インピーダンス回路15及び検出用抵抗16で抵抗分圧される。すなわち、検出用抵抗16の両端には負荷26に流れる電流に対応した電圧が生じる。この検出用抵抗16の両端電圧(検出電圧)は、出力電圧検出回路17で整流平滑された後、制御信号発生器18に供給されて予め決められた基準電圧と比較され、その比較結果に応じた周波数制御電圧18a及び周波数制御電流18bを出力させる。

【0047】すなわち、制御信号発生器18は、検出電

圧が基準電圧より低くなると、周波数制御電圧18a(V_{osc})を高くし、周波数制御電流18b(I_{osc})を少なくする。逆に、制御信号発生器18は、検出電圧が基準電圧よりも高くなると、周波数制御電圧18a(V_{osc})を予め決められた低い電圧とし、周波数制御電流18b(I_{osc})を増加させる。周波数制御電圧18a(V_{osc})の変化幅は、0.5V~2.0V程度に限定されており、これにより周波数制御電流18b(I_{osc})もこの電圧制限に対応した範囲の電流で制限される。

【0048】電流制御発振器19は、予め決められた基準周波数を持ち、この基準周波数を発振周波数の下限値として周波数制御電流18b(I_{osc})により制限される範囲内で任意の周波数19a(F_{osc})を発振することができる。周波数制御電流18b(I_{osc})が少なく流れると、発振周波数19a(F_{osc})は低くなり、逆に周波数制御電流18b(I_{osc})が多く流れると、発振周波数19a(F_{osc})は高くなる。

【0049】電流制御発振器19により発振出力された発振周波数19a(F_{osc})は、フリップフロップ回路からなる分周回路24により1/2分周され、かつ、互いに逆相となる2つの信号に変換された後、バッファ回路25に供給され、ここで駆動回路12内の2つのスイッチングトランジスタ12c及び12dを駆動するのに十分な信号となるように、この2つの信号の波形整形される。以上が駆動回路12のスイッチング制御方法である。

【0050】駆動回路12はコイル12a及び12b、スイッチングトランジスタ12c及び12d、圧電トランス13の入力部13aに存在する等価入力容量からなる、昇圧型の電圧共振回路である。詳細にはコイル12a、入力部13a、スイッチングトランジスタ12dにより第1の共振回路を構成し、また、コイル12b、入力部13a、スイッチングトランジスタ12cにより第2の共振回路を構成している。スイッチングトランジスタ12d、12cをスイッチングすると共振波を発生する。スイッチング周波数をゼロ電圧スイッチングとなるように最適化することで共振波形は半波正弦波となる。

【0051】2つの共振回路で共通の構成部品である圧電トランス13の入力部13aに存在する等価入力容量の極性は、第1と第2の共振回路で互いに逆となるため出力波形は符号の反転した振幅となり、またスイッチングトランジスタ12cおよび12dのスイッチングはフリップフロップ動作により、2つの共振回路は互い違いに動作するため、入力部13aの両端にかかる圧電トランス13の駆動波形は符号の反転した振幅で、かつ、位相差のある2つの半波正弦波が組み合わせられ、正弦波に極めて近似した波形となる。このほぼ正弦波と見做せる波形の周期の逆数が圧電トランス13の駆動周波数である。

【0052】圧電トランス13の昇圧比は図3(a)に示す周波数特性を持ち、駆動周波数により昇圧比が山なりに変化する。この時、特性曲線の頂点は最大昇圧比を示し共振点という、共振点のときの駆動周波数を共振周波数という。圧電トランス13の周波数特性は出力部13bに接続するインピーダンスにより変化し、高インピーダンスとなるほど共振点及び共振周波数が高くなる。因みに、図3(a)中、RL1は上記のインピーダンスが1MΩのときの周波数特性である。同様に、上記のインピーダンスが470kΩ、220kΩ、100kΩ及び51kΩのときの昇圧比の周波数特性は、図3(a)にRL2、RL3、RL4及びRL5で示される。

【0053】圧電トランス13の場合、出力部13bに接続するインピーダンスは、整流平滑回路14、固定インピーダンス回路15、検出用抵抗16、負荷26により決まるが、整流平滑回路14を含む負荷26は数十MΩ以上と非常に高インピーダンスであり開放端と見なすことができ、また検出用抵抗16は数kΩ以下と非常に小さい抵抗値であり短絡と見做すことができる。従って、圧電トランス13の周波数特性は数十kΩから数MΩの値を持つ固定インピーダンス回路15によりほぼ決定される。従って、固定インピーダンス回路15により圧電トランス13の周波数特性が決まる。

【0054】検出用抵抗16で検出する検出電圧を一定制御するため、駆動回路12の駆動周波数を周波数制御電流18b(I_{osc})により帰還制御する。これにより圧電トランス13の昇圧比が決まる。圧電トランス13の出力部13bには、駆動波形の振幅を所定の昇圧比倍した振幅の正弦波が発生する。出力部13bに発生する正弦波は、整流平滑回路14により整流平滑された後、負荷26に数kV以上の直流高電圧として印加される。

【0055】負荷26に印加される直流高電圧を変化させたり、一定出力時において電源電圧を変化させるため、この実施の形態では、圧電トランス13の昇圧比を制御する方法と圧電トランス13の駆動波形を制御する方法の2つの方法を併用する。

【0056】図3(b)は圧電トランス13の出力部13bに接続するインピーダンスを固定値としたときの周波数特性を示す。図3(b)に示すように、圧電トランス13の駆動には共振点より高い領域の駆動周波数を使用すると、駆動周波数に依存した任意の昇圧比を得ることができる。これにより駆動周波数を変化させることで負荷26に供給される直流高電圧を可変することができる。

【0057】ここで、検出用抵抗16の抵抗値を可変し、検出電圧を可変することで周波数制御電流18b(I_{osc})を変化させ、電流制御発振器19の発振周波数の範囲内で駆動周波数及び昇圧比を可変することが可能となる。しかし、昇圧比を制御するために駆動周波

数を広範囲で変化させると、駆動回路12を最適化したときの周波数から離れていくことで以下2点の不具合を招くため、圧電トランス13の駆動波形を制御する方法の併用が必要になる。

【0058】図3(c-1)及び図3(c-2)にこの2つの不具合の説明図を示す。駆動周波数の変化に伴う第1の不具合は、圧電トランスの振動モード、素子構造、素子寸法及び駆動装置方式で決まる固有の駆動周波数に至ると発生する、効率低下及び駆動装置の発熱である。正常動作時には図3(c-2)に①で示すように正弦波である駆動波形は、上記の固有の駆動周波数になると、同図(c-2)に②で示すように、駆動波形が欠けて駆動波形がゼロ電圧スイッチングとならなくなるために、上記の第1の不具合が発生する。この第1の不具合は、図3(c-1)にf_xで示す上記の固有の駆動周波数より高い周波数領域で発生する。

【0059】また、駆動周波数の変化に伴う第2の不具合は、圧電トランスの振動モード、素子構造、素子寸法及び駆動装置方式で決まる固有の駆動周波数に至ると発生する、駆動周波数の高調波成分が重畳した駆動波形ひずみである。すなわち、上記の固有の駆動周波数になると、図3(c-2)に③で示すように、駆動周波数の高調波成分が重畳した駆動波形になり、このとき圧電トランスは不要振動を起こすため信頼性が低下する。この第2の不具合の発生は、図3(c-1)に31、32で示す比較的狭い周波数領域で発生する。

【0060】第1の不具合及び第2の不具合の発生する駆動周波数は、圧電トランスの振動モード、素子構造、素子寸法及び駆動装置方式で異なるため、第1の不具合及び第2の不具合は独立に存在し、図3(c-2)④に示すように、駆動波形の一部欠落と高調波成分の重畳とが重複する場合もある。以上より、これら第1及び第2の不具合の発生する周波数での駆動を回避するために、駆動波形の振幅を制御して、出力を変えずに駆動周波数を変えることが必要となる。

【0061】図1に示す制御信号発生器18の周波数制御電圧18a(V_{osc})と圧電トランス13の駆動周波数には、制御電圧V_{osc}が高くなると駆動周波数が低くなり、逆に制御電圧V_{osc}が低くなると駆動周波数が高くなる関係がある。第1の不具合または第2の不具合のうち、より低い周波数で不具合が発生し始める方の固有周波数を把握し、その時の周波数制御電圧18a(V_{osc})をヒステリシス比較器20の第1のしきい値電圧として基準電圧源23の基準電圧V_{refc}に設定する。また、この第1のしきい値電圧より低く、かつ、上記共振周波数に相当する電圧よりもやや高い所定の電圧値を2のしきい値電圧としてヒステリシス比較器20内に設定する。

【0062】これにより、ヒステリシス比較器20は、入力される周波数制御電圧18a(V_{osc})が基準電

圧(第1のしきい値) V_{refc} であり、かつ、電源制御回路21の出力デューティ比が100%となっている場合、ハイレベルの信号を出力する。電源制御回路21はこのハイレベルの信号が入力されると、発振周波数19a(F_{osc})で、デューティ比50%のパルス信号(対称方形波)をスイッチング素子22の制御端子22aに出力する。これにより、スイッチング素子22は発振周波数19a(F_{osc})に応じた周期で、かつ、デューティ比50%のオン/オフ動作を行う。

【0063】一方、ヒステリシス比較器20は、入力される周波数制御電圧18a(V_{osc})が第2のしきい値電圧(基準電圧 V_{refc})であり、かつ、電源制御回路21の出力デューティ比が50%となっている場合、ローレベルの信号を出力する。電源制御回路21はローレベルの信号が入力されると、デューティ比100%の信号をスイッチング素子22の制御端子22aに出力する。このため、スイッチング素子22は常時オン動作を行う。

【0064】電源制御回路21の出力デューティ比と周波数制御電圧18a(V_{osc})の関係を図3(d-1)に示す。この図よりわかるように、電源制御回路21の出力デューティ比が100%から50%に切り換わる第1のしきい値電圧(V_{refc})と、50%から100%に切り換わる第2のしきい値電圧には一定値の差がある。つまり、電源電圧が一定の時、デューティ比50%のパルス幅制御からデューティ比100%の無制御に切り換わる出力電圧は、無制御からパルス幅制御に切り換わったときの出力電圧より高い電圧値で切り換わり、出力電圧が一定の時、パルス幅制御から無制御に切り換わる電源電圧は、無制御からパルス幅制御に切り換わったときの電源電圧より低い電圧値で切り換わるように、ヒステリシス特性を持つことになる。

【0065】スイッチング素子22が常時オン状態のとき、電源(直流)11からの供給電力のすべてが駆動回路12に入力する。駆動回路12への入力電圧波形は図2(a)に示すような直流電圧となり、この入力電圧が駆動回路12に供給されると圧電トランス13の入力部13aの両端の電圧波形として図2(b)に示す正弦波と見做せる駆動波形を発生し、圧電トランス13を駆動する。

【0066】一方、スイッチング素子22が発振周波数19a(F_{osc})の逆数の周期を持つデューティ比50%のオン/オフ動作を行うとき、電源(直流)11からの電力供給が断続的に行われ、駆動回路12には常時オン動作(デューティ比100%)のときと比較して半分の電力が入力する。駆動回路12への入力電圧波形は図2(c)に示すような矩形波となり、この入力電圧が駆動回路12に供給されると圧電トランス13の入力部13aの両端の電圧波形として図2(d)に示す正弦波と見做せる駆動波形を発生し、圧電トランス13を駆動

する。スイッチング素子22をオン/オフ動作させることにより、圧電トランス13の駆動波形は、常時オン時の図2(b)に示す駆動波形より振幅の小さい図2(d)に示す正弦波と見做せる駆動波形になる。

【0067】以上により、電源電圧が一定の時、図4(a)に示すような圧電トランス13の駆動周波数と負荷26に印加する出力電圧特性が得られる。すなわち、同図(a)に示すように、駆動周波数が共振周波数のときに最大出力電圧を得、駆動周波数が不具合の発生する固有周波数に到達するまでは、検出用抵抗16の抵抗値を可変して帰還される出力電圧値を高くすることで駆動周波数を高くしていき、これにより昇圧比を最大出力電圧時の昇圧比から低下させていく。駆動周波数が固有周波数に到達すると(すなわち、ヒステリシス比較器20で制御電圧 V_{osc} が第1のしきい値と等しいと検出されると)、出力電圧を変えずに駆動周波数を低下させるために、ヒステリシス比較器20の出力信号を受けた電源制御回路21がスイッチング素子22をデューティ比50%でスイッチングする。

【0068】これにより、駆動回路12への電力供給が減少し駆動波形の振幅が図2(d)に示したように図2(b)の駆動波形の振幅よりも小さくなるため、出力電圧検出回路17により検出されて帰還される出力電圧も小さくなり、図4(a)に示すように、駆動周波数が共振周波数よりやや高い周波数まで低下する。この振幅の小さい状態で再度検出用抵抗16の抵抗値を可変し駆動周波数を高くしていき、固有周波数に達すると最小出力電圧を得る。以上により、最大出力電圧から最小出力電圧の範囲で任意の出力電圧を得ることができる。

【0069】また、上記と逆に出力電圧を低い値から高い値へ変更することもできる。この場合は上記と逆に、電源制御回路21がスイッチング素子22をデューティ比50%でスイッチングしている状態で、検出用抵抗16を可変して駆動周波数を低くしていき、駆動周波数が共振周波数よりもやや高い所定周波数に到達すると(すなわち、ヒステリシス比較器20で制御電圧 V_{osc} が第2のしきい値と等しいと検出されると)、出力電圧を変えずに駆動周波数を低下させるために、ヒステリシス比較器20の出力信号を受けた電源制御回路21がスイッチング素子22をデューティ比100%で常時オン状態とする。

【0070】これにより、駆動回路12への電力供給が増加し駆動波形の振幅が図2(b)に示したように図2(d)の駆動波形の振幅よりも大きくなるため、出力電圧検出回路17により検出されて帰還される出力電圧も大きくなり、図4(a)に示すように、駆動周波数が固有周波数よりやや低い周波数まで高くなる。この振幅の大きい状態で再度検出用抵抗16の抵抗値を可変し駆動周波数を低くしていき、共振周波数よりやや高い所定周波数に達すると最大出力電圧を得る。以上により、最小

出力電圧から最大出力電圧の範囲で任意の出力電圧を得ることができる。

【0071】図4(a)に示すように、この実施の形態によれば、不具合の発生する周波数で駆動することなく設定できる出力電圧範囲が、デューティ比50%での最小出力電圧 V_{Omin} からデューティ比100%での最小出力電圧 $V_{Omin'}$ (従来の最小出力電圧に相当)までの ΔV_{Omin} だけ増加することが分かる。このように、上記の固有周波数における駆動波形の振幅制御は周波数制御電圧 V_{osc} (V_{osc})のしきい値判定により行い、しきい値にヒステリシス特性を持たせることで制御方式の切り換え時における駆動周波数の不定が起こらない。すなわち、図4(a)に示すように、電源電圧一定の場合、デューティ比100%制御の状態で、駆動周波数を高くしていき固有周波数に達することでデューティ比50%制御に切り換わる出力電圧 $V_{Omin'}$ は、デューティ比50%制御の状態で駆動周波数を低くしていき、共振周波数よりもやや高い所定周波数に達することで、デューティ比100%制御に切り換わる出力電圧よりも低い電圧値で切り換わるようになされている。

【0072】一方、出力電圧が一定のときは、図4

(b)に示すような圧電トランス13の駆動周波数と駆動回路12に印加される電源電圧特性が得られる。すなわち、同図(b)に示すように、デューティ比100%の状態では駆動周波数が共振周波数よりもやや高い所定周波数のときに最小電源電圧が得られる。電源電圧を高くしていき、それに応じて駆動周波数も高くなっていき、駆動周波数が不具合の発生する固有周波数に到達すると(すなわち、ヒステリシス比較器20で制御電圧 V_{osc} が第1のしきい値と等しいと検出されると)、電源電圧を変えずに駆動周波数を低下させるために、ヒステリシス比較器20の出力信号を受けた電源制御回路21がスイッチング素子22をデューティ比50%でスイッチングする。

【0073】なお、この場合は、検出用抵抗16の抵抗値は固定であり、固定インピーダンス回路15、検出用抵抗16、出力電圧検出回路17、制御信号発生器18、電流制御発振器19、分周回路24、バッファ回路25、駆動回路12からなるフィードバックループは、駆動回路12の出力電圧を一定とするように動作しているが、電源11の電圧値(電源電圧)が変化すると、その直後は制御信号発生器18の出力制御電圧 V_{18a} は変化する。

【0074】これにより、駆動回路12への電力供給が減少し駆動波形の振幅が図2(d)に示したように図2(b)の駆動波形の振幅よりも小さくなるため、出力電圧検出回路17により検出されて駆動回路12に帰還される出力電圧も小さくなり、図4(b)に示すように、駆動周波数が共振周波数よりもやや高い周波数まで低下す

る。このデューティ比50%の振幅の小さい状態で再度電源電圧を高くしていき、駆動周波数も高く変化していき、再び固有周波数に達すると最大電源電圧を得る。以上により、最小電源電圧から最大電源電圧の範囲で任意の電源電圧を得ることができる。

【0075】また、上記と逆に電源電圧を高い値から低い値へ変更することもできる。この場合は上記と逆に、電源制御回路21がスイッチング素子22をデューティ比50%でスイッチングしている状態で、電源電圧を低くしていき、駆動周波数が共振周波数よりもやや高い所定周波数に到達すると(すなわち、ヒステリシス比較器20で制御電圧 V_{osc} が第2のしきい値と等しいと検出されると)、電源電圧を変えずに駆動周波数を低下させるために、ヒステリシス比較器20の出力信号を受けた電源制御回路21がスイッチング素子22をデューティ比100%で常時オン状態とする。

【0076】これにより、駆動回路12への電力供給が増加し駆動波形の振幅が図2(b)に示したように図2(d)の駆動波形の振幅よりも大きくなるため、図4(b)に示すように、駆動周波数が固有周波数よりもやや低い周波数まで高くなる。この振幅の大きいデューティ比100%の状態では再度電源電圧を低下させていき、駆動周波数が共振周波数よりもやや高い所定周波数に達すると、最小電源電圧を得る。以上により、最大電源電圧から最小電源電圧の範囲で任意の電源電圧を得ることができる。

【0077】図4(b)に示すように、電源電圧一定の場合も、デューティ比100%制御の状態で、駆動周波数を高くしていき固有周波数に達することでデューティ比50%制御に切り換わる最大電源電圧 $V_{Imax'}$ は、デューティ比50%制御の状態で、駆動周波数を低くしていき共振周波数よりもやや高い所定周波数に達することでデューティ比100%制御に切り換わる電源電圧よりも高い電圧値で切り換わるようなヒステリシス特性を持たせられている。

【0078】また、この実施の形態によれば、図4

(b)に示すように、不具合の発生する固有周波数で駆動することなく設定できる電源電圧範囲が、デューティ比100%での最大電源電圧 $V_{Imax'}$ (従来の最大電源電圧に相当)からデューティ比50%での最大電源電圧 V_{Imax} までの ΔV_{Imax} だけ増加することが分かる。なお、上記の図4(a)、(b)中、白丸は実際には得られない不連続点で、黒丸で示す値が実際に得られる。

【0079】次に、本発明の第2の実施の形態について説明する。図5は本発明になる圧電トランス駆動装置の第2の実施の形態の回路系統図を示す。同図中、図1と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図5に示す第2の実施の形態では、降圧型DC-DCコンバータ41を設けた点に特徴がある。この降圧型

DC-DCコンバータ41は制御端子41aが電源制御回路21の出力端子に接続され、入力端子41bが電源11に接続され、出力端子41cが駆動回路12に接続されている。

【0080】降圧型DC-DCコンバータ41は、スイッチング素子41d、ダイオード41e、コイル41f及びコンデンサ41gから構成されており、コイル41fの一端がダイオード41eのカソードとスイッチング素子41dとの接続点に接続され、コイル41fの他端がコンデンサ41gの一端に接続されている。コンデンサ41gの他端とダイオード41eのアノードはそれぞれ接地されている。また、ヒステリシス比較器20の出力端子20dには電源制御回路21が接続され、電源制御回路21には発振器42が接続されている。

【0081】次に、この第2の実施の形態の動作について説明する。検出用抵抗16で検出された交流電圧は、出力電圧検出回路17で整流平滑され、制御信号発生器18に入力される。整流平滑された検出電圧は、制御信号発生器18により、予め決められた基準電圧と比較される。制御信号発生器18は、検出電圧が基準電圧より低くなると、出力する周波数制御電圧18a (Vosc) を高くし、出力する周波数制御電流18b (Iosc) を少なくする。逆に、検出電圧が基準電圧より高くなると、出力する周波数制御電圧18a (Vosc) を予め決められた低い電圧とし、出力する周波数制御電流18b (Iosc) を多くする。

【0082】周波数制御電圧18a (Vosc) の変化幅は0.5~2.0V程度に限定されており、これにより周波数制御電流18b (Iosc) もこの電圧制限に対応した範囲の電流で制限される。電流制御発振器19は予め決められた基準周波数を持ち、この基準周波数を発振周波数の下限値として周波数制御電流18b (Iosc) により制限される範囲内で任意の発振周波数19a (Fosc) を発振することができる。

【0083】周波数制御電流18b (Iosc) が少なく流れると発振周波数19a (Fosc) は低くなり、逆に周波数制御電流18b (Iosc) が多く流れると発振周波数19a (Fosc) は高くなる。発振周波数19a (Fosc) は第1の実施の形態と同様に、分周回路24により1/2分周され、かつ、互いに逆相となる2つの信号とされた後、バッファ回路25を通して駆動回路12の2つのスイッチングトランジスタ12c及び12dの制御端子に印加され、それぞれスイッチング制御する。

【0084】駆動回路12は第1の実施の形態と同一の構成であり、符号の反転した振幅でかつ、位相差のある2つの半波正弦波を組み合わせることにより生成した正弦波を、駆動信号として圧電トランス13の入力部13aの両端に印加する。この正弦波の周期の逆数が圧電トランス13の駆動周波数である。圧電トランス13の昇

圧比は図3(a)に示す周波数特性を持ち、前述したように、駆動周波数により昇圧比が山なりに変化し、数十kΩから数MΩの値を持つ固定インピーダンス回路15により圧電トランス13の周波数特性が決まる。

【0085】検出用抵抗16で検出する検出電圧を一定制御するため、駆動回路12の駆動周波数を周波数制御電流18b (Iosc) により帰還制御する。これにより圧電トランス13の昇圧比が決まる。圧電トランス13の出力部13bには、駆動波形の振幅を所定の昇圧比倍した振幅の正弦波が発生する。出力部13bに発生した正弦波は整流平滑回路14により整流平滑されて負荷26に数kV以上の直流高電圧として供給される。

【0086】この実施の形態も、負荷26に印加する直流高電圧を変化させたり、一定出力時において電源電圧を変化させるには、圧電トランス13の昇圧比を制御する方法と圧電トランス13の駆動波形を制御する方法の2つの方法を併用する。

【0087】ヒステリシス比較器20は入力される周波数制御電圧18a (Vosc) が基準電圧Vrefc23となり、かつ、電源制御回路21の出力デューティ比が100%となっている場合、ハイレベルの信号を出力する。電源制御回路21はハイレベルの信号が入力されると、発振器42で決められる任意の周期を持つデューティ比50%の信号を、降圧型DC-DCコンバータ41のスイッチング素子41dの制御端子に供給し、これをデューティ比50%でオン/オフ動作させる。

【0088】ヒステリシス比較器20は入力される周波数制御電圧18a (Vosc) が第2のしきい値電圧(<基準電圧Vrefc)となり、かつ、電源制御回路21の出力デューティ比が50%となっている場合、ローレベルの信号を出力する。電源制御回路21はヒステリシス比較器20からローレベルの信号が入力されると、デューティ比100%の信号を降圧型DC-DCコンバータ41のスイッチング素子41dの制御端子に供給し、これを常時オン動作状態とする。

【0089】従って、この実施の形態も第1の実施の形態と同様に、電源制御回路21の出力デューティ比と周波数制御電圧18a (Vosc) の関係は図3(d-1)に示す如くなる。つまり、電源電圧が一定の時、パルス幅制御から無制御に切り換わる出力電圧は、無制御からパルス幅制御に切り換わったときの出力電圧より高い電圧値で切り換わり、出力電圧が一定の時、パルス幅制御から無制御に切り換わる電源電圧は、無制御からパルス幅制御に切り換わったときの電源電圧より低い電圧値で切り換わるように、ヒステリシス特性を持つことになる。

【0090】降圧型DC-DCコンバータ41のスイッチング素子41dが常時オン状態のとき、電源(直流)11からの供給電力のすべてが駆動回路12に入力する。駆動回路12への入力電圧波形は図2(a)に示す

ような直流電圧となり、この入力電圧が駆動回路12に供給されると圧電トランス13の入力部13aの両端の電圧波形として図2(b)に示す正弦波を発生し、圧電トランス13を駆動する。

【0091】一方、スイッチング素子41dが発振器42で発振する任意の周期を持つデューティ比50%のオン/オフ動作を行うとき、降圧型DC-DCコンバータ41の出力端子41cからは、常時オン動作(デューティ比100%)のときと比較して半分の直流電圧に降圧された電圧が出力され、駆動回路12へ入力される。駆動回路12への入力電圧波形は図2(e)に示す直流電圧となり、その電圧値は図2(a)の半分となる。

【0092】この入力電圧が駆動回路12に供給されると、圧電トランス13の入力部13aの両端の電圧波形として図2(f)に示す正弦波に近似した波形が発生されて、圧電トランス13を駆動する。降圧型DC-DCコンバータ41を動作させることにより、このときの圧電トランス13の駆動波形は、常時オン時の図2(b)に示した駆動波形の振幅より振幅が小さい図2(f)に示す駆動波形になる。

【0093】以上により、電源電圧が一定の時、不具合の発生する固有周波数に到達するまでは、検出用抵抗16の抵抗値を可変し駆動周波数を高くしていき、最大出力電圧時の昇圧比から低下させ、固有周波数に到達すると、出力電圧を変えずに駆動周波数を低下させるため駆動回路12への電力供給を減少し駆動波形の振幅を小さくする。この振幅の小さい状態で再度検出用抵抗16の抵抗値を可変し駆動周波数を固有周波数まで動かし最小出力電圧を得る。

【0094】一方、出力電圧が一定の時、最小電源電圧から不具合の発生する固有周波数に到達するまで電圧を上げ駆動周波数を上昇させていき、固有周波数に到達すると、電源電圧を変えずに駆動周波数を低下させるため駆動回路12への電力供給を減少し駆動波形の振幅を小さくする。電力供給を減少させるために、この実施の形態では降圧型DC-DCコンバータ41を用いる。この振幅の小さい状態で再度固有周波数まで電源電圧を上昇させ最大電源電圧を得る。この固有周波数における駆動波形の振幅制御は周波数制御電圧18a(V_{osc})のしきい値判定により行う。しきい値にヒステリシス特性を持たせることで制御方式の切り換え時における駆動周波数の不定が起らない。

【0095】図4(a)に負荷26に印加される出力電圧と駆動周波数の関係を示す。この図より、不具合の発生する周波数で駆動することなく設定できる出力電圧範囲が ΔV_{Omin} 増加する。また図4(b)に電源(直流)11と駆動周波数の関係を示す。この図より、不具合の発生する周波数で駆動することなく、電源電圧範囲が ΔV_{Imax} 増加する。

【0096】次に、本発明の第3の実施の形態について

説明する。図6は本発明になる圧電トランス駆動装置の第3の実施の形態の回路系統図を示す。同図中、図1と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図6に示す第3の実施の形態では、サーミスタ45を設けた点に特徴がある。

【0097】図6において、駆動回路12のスイッチングトランジスタ12c及び12dには、サーミスタ45が物理的に密着している。このサーミスタ45は、一端45aがヒステリシス比較器20の第1の入力端子20a及び任意の電源に接続され、他端45bが定電流源46を介して接地されている。ヒステリシス比較器20の第2の入力端子20bには基準電圧 V_{refc} を発生する基準電圧源23が接続されている。ヒステリシス比較器20の出力端子20dには電源制御回路21が接続されている。電源制御回路21の出力はスイッチング素子22の制御端子22a及びヒステリシス比較器20の第3の入力端子20cに接続されている。

【0098】次に、この実施の形態の動作について説明する。検出用抵抗16で検出された交流電圧は、出力電圧検出回路17で整流平滑され制御信号発生器18へ入力される。整流平滑された検出電圧は制御信号発生器18により、予め決められた基準電圧と比較される。制御信号発生器18は、検出電圧が基準電圧より低くなると出力周波数制御電流18b(I_{osc})を減少する。逆に、検出電圧が基準電圧より高くなると出力周波数制御電流18b(I_{osc})を増加する。周波数制御電流18b(I_{osc})は所定の範囲に制限されている。

【0099】電流制御発振器19は予め決められた基準周波数を持ち、この基準周波数を発振周波数の下限値として、上記の周波数制御電流18b(I_{osc})により制限される範囲内で任意の周波数19a(F_{osc})を発振することができる。電流制御発振器19は、周波数制御電流18b(I_{osc})が少なく流れるときには、発振周波数19a(F_{osc})を低くし、逆に周波数制御電流18b(I_{osc})が多く流れるときは、発振周波数19a(F_{osc})を高くする。

【0100】発振周波数19a(F_{osc})は第1及び第2の実施の形態と同様に、分周回路24により1/2分周され、かつ、互いに逆相となる2つの信号とされた後、バッファ回路25を通して駆動回路12の2つのスイッチングトランジスタ12c及び12dの制御端子に印加され、それぞれスイッチング制御する。

【0101】駆動回路12は第1及び第2の実施の形態と同一の構成であり、符号の反転した振幅でかつ、位相差のある2つの半波正弦波を組み合わせることにより生成した略正弦波を、駆動信号として圧電トランス13の入力部13aの両端に印加する。この正弦波の周期の逆数が圧電トランス13の駆動周波数である。圧電トランス13の昇圧比は図3(a)に示す周波数特性を持ち、前述したように、駆動周波数により昇圧比が山なりに変

化し、数十kΩから数MΩの値を持つ固定インピーダンス回路15により圧電トランス13の周波数特性が決まる。

【0102】検出用抵抗16で検出する検出電圧を一定制御するため、駆動回路12の駆動周波数を周波数制御電流18b(Iosc)により帰還制御する。これにより圧電トランス13の昇圧比が決まる。圧電トランス13の出力部13bには、駆動波形の振幅を所定の昇圧比倍した振幅の正弦波が発生する。出力部13bに発生した正弦波は整流平滑回路14により整流平滑されて負荷26に数kV以上の直流高電圧として供給される。10

【0103】この実施の形態も、負荷26に印加する直流高電圧を変化させたり、一定出力時において電源電圧を変化させるには、圧電トランス13の昇圧比を制御する方法と圧電トランス13の駆動波形を制御する方法の2つの方法を併用する。図3(b)と共に説明したように、圧電トランス13の駆動には共振点より高い領域の駆動周波数を使用すると駆動周波数に依存した任意の昇圧比を得ることができる。これにより駆動周波数を変化させることで負荷26に供給される直流高電圧を可変す20

【0104】駆動周波数を変化させるには検出用抵抗16の抵抗値を変化し検出電圧を可変することで周波数制御電流18b(Iosc)を変化させ、電流制御発振器19の発振周波数の範囲内で昇圧比の制御が可能となる。しかし、昇圧比を制御するために駆動周波数を広範囲で変化させると、駆動回路12を最適化したときの周波数から離れていくと駆動回路12のスイッチングトランジスタ12c及び12dが発熱する不具合を招くため、圧電トランス13の駆動波形を制御する方法の併用30

【0105】図3(c-1)及び図3(c-2)に不具合の説明図を示す。圧電トランスの振動モード、素子構造、素子寸法及び駆動装置方式で決まる固有の駆動周波数に至ると駆動波形がゼロ電圧スイッチングとなくなり始める(図3(c-2)②)。これにより駆動回路12のスイッチングトランジスタ12c及び12dに過電流が流れトランジスタが発熱する。この不具合の発生する固有周波数での駆動を回避するために駆動波形の振幅を制御して、出力を変えずに駆動周波数を変えることが必要となる。40

【0106】不具合が発生し始める固有周波数を把握するために、駆動回路12の発熱を代替特性とし、スイッチングトランジスタ12c及び12dに物理的に密着したサーミスタ45で発熱を電圧変換した値として検出する。その時のサーミスタ電圧Vthをヒステリシス比較器20の第1のしきい値電圧として基準電圧源23に基準電圧Vrefcとして設定する。第2のしきい値電圧には、第1のしきい値電圧Vrefcより低めの電圧値を設定する。

【0107】ヒステリシス比較器20に入力されるサーミスタ電圧Vthが基準電圧Vrefcとなり、かつ、電源制御回路21の出力デューティ比が100%となっている場合、ヒステリシス比較器20はハイレベルの信号を出力する。電源制御回路21はヒステリシス比較器20からハイレベルの信号が入力されると、発振周波数19a(Fosc)の逆数の周期を持つデューティ比50%の信号を、スイッチング素子22の制御端子22aに出力し、これをデューティ比50%でオン/オフ動作させる。

【0108】ヒステリシス比較器20に入力されるサーミスタ電圧Vthが第2のしきい値電圧(<基準電圧Vrefc)となり、かつ、電源制御回路21の出力デューティ比が50%となっている場合、ヒステリシス比較器20はローレベルの信号を出力する。電源制御回路21はヒステリシス比較器20からローレベルの信号が入力されると、デューティ比100%の信号を制御端子22aに出力し、スイッチング素子22を常時オン状態に制御する。

【0109】図3(d-2)は電源制御回路21の出力デューティ比とサーミスタ電圧Vthの関係を示す。この図より電源制御回路21の出力デューティ比が100%から50%に切り換わる第1のしきい値電圧と50%から100%に切り換わる第2のしきい値電圧には一定値の差がある。つまり、電源電圧が一定の時、パルス幅制御から無制御に切り換わる出力電圧は、無制御からパルス幅制御に切り換わったときの出力電圧より高い電圧値で切り換わり、出力電圧が一定の時、パルス幅制御から無制御に切り換わる電源電圧は、無制御からパルス幅制御に切り換わったときの電源電圧より低い電圧値で切り換わるように、ヒステリシス特性を持つことになる。

【0110】スイッチング素子22が常時オン状態のとき、電源(直流)11からの供給電力のすべてが駆動回路12に入力する。駆動回路12への入力電圧波形は図2(a)に示すような直流電圧となり、この入力電圧が駆動回路12に供給されると圧電トランス13の入力部13aの両端の電圧波形として図2(b)に示す正弦波を発生し、圧電トランス13を駆動する。

【0111】一方、スイッチング素子22が発振周波数19a(Fosc)の周期を持つデューティ比50%のオン/オフ動作を行うとき、電源(直流)11からの電力供給が断続的に行われ、駆動回路12には常時オン動作(デューティ比100%)のときと比較して半分の電力が入力する。駆動回路12への入力電圧波形は図2(c)に示すような矩形波となり、この入力電圧が駆動回路12に供給されると圧電トランス13の入力部13aの両端の電圧波形として図2(d)に示す正弦波を発生し、圧電トランス13を駆動する。スイッチング素子22をオン/オフ動作させることにより、圧電トランス13の駆動波形は、常時オン時の図2(b)より振幅の50

小さい図2(d)になる。

【0112】以上により、電源電圧が一定の時、図4

(a)に示したように、不具合の発生する固有周波数に到達するまでは、電源制御回路21の出力信号をデューティ比100%とし、かつ、検出用抵抗16の抵抗値を可変し駆動周波数を高くしていき、最大出力電圧 $V_{Om\max}$ 時の昇圧比から低下させ、第1の不具合又は第2の不具合の発生開始周波数に到達すると、出力電圧を変えずに駆動周波数を低下させるため電源制御回路21の出力信号をデューティ比50%とし、駆動回路12への電力供給を減少し駆動波形の振幅を小さくする。この振幅の小さい状態で再度検出用抵抗16の抵抗値を可変し、駆動周波数を上記の第1の不具合又は第2の不具合の発生開始周波数まで動かし最小出力電圧 $V_{Om\min}$ を得る。

【0113】一方、出力電圧が一定の時、図4(b)に示したように、最小電源電圧 $V_{I\min}$ から第1の不具合又は第2の不具合の発生開始周波数に到達するまでは、電源制御回路21の出力信号をデューティ比100%として電源電圧を上げ駆動周波数を上昇させていき、上記の第1の不具合又は第2の不具合の発生開始周波数に到達すると、電源電圧を変えずに駆動周波数を低下させるため、電源制御回路21の出力信号をデューティ比50%として駆動回路12への電力供給を減少し、駆動波形の振幅を小さくする。この振幅の小さい状態で再度第1の不具合又は第2の不具合の発生開始周波数に到達するまでは、電源電圧を上昇させ最大電源電圧 $V_{I\max}$ を得る。

【0114】この第1の不具合又は第2の不具合の発生開始周波数の検出は、駆動回路12の発熱を代替特性とし、特にスイッチングトランジスタ12c及び12dに物理的に密着したサーミスタ45で発熱を電圧変換したサーミスタ電圧 V_{th} により行う。また、第1の不具合又は第2の不具合の発生開始周波数における駆動波形の振幅制御は、サーミスタ電圧 V_{th} のしきい値判定により行う。しきい値にヒステリシス特性を持たせることで制御方式の切り換え時における駆動周波数の不定が起らない。

【0115】この第3の実施の形態においても、図4(a)に示すように、不具合の発生する周波数で駆動することなく設定できる出力電圧範囲が $\Delta V_{Om\min}$ 増加し、また、図4(b)に示すように、不具合の発生する周波数で駆動することなく、電源電圧範囲が $\Delta V_{I\max}$ 増加する。

【0116】次に、本発明の第4の実施の形態について説明する。図7は本発明になる圧電トランス駆動装置の第4の実施の形態の回路系統図を示す。同図中、図5及び図6と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。図7に示す第4の実施の形態は、図5の第2の実施の形態と図6の第3の実施の形態とを組合せた点

に特徴がある。

【0117】図7において、駆動回路12のスイッチングトランジスタ12c及び12dには、サーミスタ45が物理的に密着している。このサーミスタ45は、一端45aがヒステリシス比較器20の第1の入力端子20a及び任意の電源に接続され、他端45bが定電流源46を介して接地されている。ヒステリシス比較器20の第2の入力端子20bには基準電圧 V_{refc} を発生する基準電圧源23が接続されている。ヒステリシス比較器20の出力端子20dには電源制御回路21が接続されている。電源制御回路21には発振器42が接続され、電源制御回路21の出力は降圧型DC-DCコンバータ41の制御端子41a及びヒステリシス比較器20の第3の入力端子20cに接続されている。

【0118】次に、この実施の形態の動作について説明する。検出用抵抗16で検出された交流電圧は、出力電圧検出回路17で整流平滑され制御信号発生器18へ入力される。整流平滑された検出電圧は制御信号発生器18により、予め決められた基準電圧と比較される。制御信号発生器18は、検出電圧が基準電圧より低くなると出力周波数制御電流18b(I_{osc})を減少する。逆に、検出電圧が基準電圧より高くなると出力周波数制御電流18b(I_{osc})を増加する。周波数制御電流18b(I_{osc})は所定の範囲に制限されている。

【0119】電流制御発振器19は予め決められた基準周波数を持ち、この基準周波数を発振周波数の下限値として、上記の周波数制御電流18b(I_{osc})により制限される範囲内で任意の周波数19a(F_{osc})を発振することができる。電流制御発振器19は、周波数制御電流18b(I_{osc})が少なく流れるときには、発振周波数19a(F_{osc})を低くし、逆に周波数制御電流18b(I_{osc})が多く流れるときは、発振周波数19a(F_{osc})を高くする。

【0120】発振周波数19a(F_{osc})は第1及び第2の実施の形態と同様に、分周回路24により1/2分周され、かつ、互いに逆相となる2つの信号とされた後、バッファ回路25を通して駆動回路12の2つのスイッチングトランジスタ12c及び12dの制御端子に印加され、それぞれスイッチング制御する。

【0121】駆動回路12は第1乃至第3の実施の形態と同一の構成であり、符号の反転した振幅でかつ、位相差のある2つの半波正弦波を組み合わせることにより生成した正弦波を、駆動信号として圧電トランス13の入力部13aの両端に印加する。この正弦波の周期の逆数が圧電トランス13の駆動周波数である。圧電トランス13の昇圧比は図3(a)に示す周波数特性を持ち、前述したように、駆動周波数により昇圧比が山なりに変化する。数十k Ω から数M Ω の値を持つ固定インピーダンス回路15により圧電トランス13の周波数特性が決ま

る。

【0122】検出用抵抗16で検出する検出電圧を一定制御するため、駆動回路12の駆動周波数を周波数制御電流18b (I_{osc})により帰還制御する。これにより圧電トランス13の昇圧比が決まる。圧電トランス13の出力部13bには、駆動波形の振幅を所定の昇圧比倍した振幅の正弦波が発生する。出力部13bに発生した正弦波は整流平滑回路14により整流平滑されて負荷26に数kV以上の直流高電圧として供給される。

【0123】この実施の形態も、負荷26に印加する直流高電圧を変化させたり、一定出力時において電源電圧を変化させるには、圧電トランス13の昇圧比を制御する方法と圧電トランス13の駆動波形を制御する方法の2つの方法を併用する。図3(b)と共に説明したように、圧電トランス13の駆動には共振点より高い領域の駆動周波数を使用すると駆動周波数に依存した任意の昇圧比を得ることができる。これにより駆動周波数を変化させることで負荷26に供給される直流高電圧を可変することができる。

【0124】駆動周波数を変化させるには検出用抵抗16の抵抗値を変化し検出電圧を可変することで周波数制御電流18b (I_{osc})を変化させ、電流制御発振器19の発振周波数の範囲内で昇圧比の制御が可能となる。しかし、昇圧比を制御するために駆動周波数を広範囲で変化させると、駆動回路12を最適化したときの周波数から離れていくと駆動回路12のスイッチングトランジスタ12c及び12dが発熱する不具合を招くため、圧電トランス13の駆動波形を制御する方法の併用が必要になる。

【0125】図3(c-1)及び図3(c-2)に不具合の説明図を示す。圧電トランスの振動モード、素子構造、素子寸法及び駆動装置方式で決まる固有の駆動周波数に至ると駆動波形がゼロ電圧スイッチングとなくなり始める(図3(c-2)②)。これにより駆動回路12のスイッチングトランジスタ12c及び12dに過電流が流れトランジスタが発熱する。この不具合の発生する固有周波数での駆動を回避するために駆動波形の振幅を制御して、出力を変えずに駆動周波数を変えることが必要となる。

【0126】不具合が発生し始める固有周波数を把握するために、この実施の形態も第3の実施の形態と同様に、駆動回路12の発熱を代替特性とし、スイッチングトランジスタ12c及び12dに物理的に密着したサーミスタ45で発熱を電圧変換した値として検出する。その時のサーミスタ電圧V_{th}をヒステリシス比較器20の第1のしきい値電圧として基準電圧源23に基準電圧V_{refc}として設定する。第2のしきい値電圧には、第1のしきい値電圧V_{refc}より低めの電圧値を設定する。

【0127】ヒステリシス比較器20に入力されるサーミスタ電圧V_{th}が基準電圧V_{refc}となり、かつ、

電源制御回路21の出力デューティ比が100%となっている場合、ヒステリシス比較器20はハイレベルの信号を出力する。電源制御回路21はヒステリシス比較器20からハイレベルの信号が入力されると、発振周波数19a (F_{osc})の逆数の周期を持つデューティ比50%の信号を、降圧型DC-DCコンバータ41の制御端子41aに出力し、降圧型DC-DCコンバータ41内のスイッチング素子41dは発振器42で決められる任意の周期を持つデューティ比50%のオン/オフ動作を行う。

【0128】ヒステリシス比較器20に入力されるサーミスタ電圧V_{th}が第2のしきい値電圧(<基準電圧V_{refc})となり、かつ、電源制御回路21の出力デューティ比が50%となっている場合、ヒステリシス比較器20はローレベルの信号を出力する。電源制御回路21はヒステリシス比較器20からローレベルの信号が入力されると、デューティ比100%の信号を制御端子22aに出力し、スイッチング素子22を常時オン状態に制御する。

【0129】この実施の形態の電源制御回路21の出力デューティ比とサーミスタ電圧V_{th}の関係は、図3(d-2)に示され、第3の実施の形態と同様に、電源電圧が一定の時、パルス幅制御から無制御に切り換わる出力電圧は、無制御からパルス幅制御に切り換わったときの出力電圧より高い電圧値で切り換わり、出力電圧が一定の時、パルス幅制御から無制御に切り換わる電源電圧は、無制御からパルス幅制御に切り換わったときの電源電圧より低い電圧値で切り換わるように、ヒステリシス特性を持つことになる。

【0130】スイッチング素子41dが常時オン状態のとき、電源(直流)11からの供給電力のすべてが駆動回路12に入力する。駆動回路12への入力電圧波形は図2(a)に示すような直流電圧となり、この入力電圧が駆動回路12に供給されると圧電トランス13の入力部13aの両端の電圧波形として図2(b)に示す正弦波を発生し、圧電トランス13を駆動する。

【0131】一方、スイッチング素子41dが発振器42で発振する任意の周期を持つデューティ比50%のオン/オフ動作を行うとき、降圧型DC-DCコンバータ41の出力端子41cからは、常時オン動作(デューティ比100%)のときと比較して半分の直流電圧に降圧された電圧が出力され、駆動回路12へ入力される。駆動回路12への入力電圧波形は図2(e)に示す直流電圧となり、その電圧値は図2(a)の半分となる。

【0132】この入力電圧が駆動回路12に供給されると、圧電トランス13の入力部13aの両端の電圧波形として図2(f)に示す正弦波に近似した波形が発生されて、圧電トランス13を駆動する。降圧型DC-DCコンバータ41を動作させることにより、このときの圧電トランス13の駆動波形は、常時オン時の図2(b)

に示した駆動波形の振幅より振幅が小さい図2(f)に示す駆動波形になる。

【0133】以上により、電源電圧が一定の時、図4(a)に示したように、不具合の発生する固有周波数に到達するまでは、電源制御回路21の出力信号をデューティ比100%とし、かつ、検出用抵抗16の抵抗値を可変し駆動周波数を高くしていき、最大出力電圧 V_{Omax} 時の昇圧比から低下させ、第1の不具合又は第2の不具合の発生開始周波数に到達すると、出力電圧を変えずに駆動周波数を低下させるため電源制御回路21の出力信号をデューティ比50%とし、駆動回路12への電力供給を減少し駆動波形の振幅を小さくする。この振幅の小さい状態で再度検出用抵抗16の抵抗値を可変し、駆動周波数を上記の第1の不具合又は第2の不具合の発生開始周波数まで動かし最小出力電圧 V_{Omin} を得る。

【0134】一方、出力電圧が一定の時、図4(b)に示したように、最小電源電圧 V_{Imin} から第1の不具合又は第2の不具合の発生開始周波数に到達するまでは、電源制御回路21の出力信号をデューティ比100%として電源電圧を上げ駆動周波数を上昇させていき、上記の第1の不具合又は第2の不具合の発生開始周波数に到達すると、電源電圧を変えずに駆動周波数を低下させるため、電源制御回路21の出力信号をデューティ比50%として駆動回路12への電力供給を減少し、駆動波形の振幅を小さくする。この振幅の小さい状態で再度第1の不具合又は第2の不具合の発生開始周波数に到達するまでは、電源電圧を上昇させ最大電源電圧 V_{Imax} を得る。

【0135】この第1の不具合又は第2の不具合の発生開始周波数の検出は、駆動回路12の発熱を代替特性とし、特にスイッチングトランジスタ12c及び12dに物理的に密着したサーミスタ45で発熱を電圧変換したサーミスタ電圧 V_{th} により行う。また、第1の不具合又は第2の不具合の発生開始周波数における駆動波形の振幅制御は、サーミスタ電圧 V_{th} のしきい値判定により行う。しきい値にヒステリシス特性を持たせることで制御方式の切り換え時における駆動周波数の不定が起らない。

【0136】この第4の実施の形態においても、図4(a)に示すように、不具合の発生する周波数で駆動することなく設定できる出力電圧範囲が ΔV_{Omin} 増加し、また、図4(b)に示すように、不具合の発生する周波数で駆動することなく、電源電圧範囲が ΔV_{Imax} 増加する。

【0137】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、圧電トランスから可変範囲の広い出力電圧が得られる。その理由は、圧電トランスの出力を可変する際に圧電トランスの駆動周波数を動かして昇圧比を変化させる方法

と圧電トランスの駆動波形を変化する方法の2つの方法を併用し、特に駆動波形を変化させる方式を不具合の発生する固有周波数で使用するようにしたからである。

【0138】また、本発明によれば、上記の2つの制御方式を切り換えるしきい値にヒステリシス特性を持たせることで、切り換え時における駆動周波数の不定をなくし、かつ、固有周波数で駆動しないようにできる。すなわち、本発明によれば、電源電圧が一定の時、パルス幅制御から無制御に切り換わる出力電圧は、無制御からパルス幅制御に切り換わったときの出力電圧より高い電圧値で切り換わるようにしている。電源電圧が一定の時、不具合の発生する固有周波数に到達するまでは、検出用抵抗の抵抗値を可変し駆動周波数を高くしていき、最大出力電圧時の昇圧比から低下させる。固有周波数に到達すると、出力電圧を変えずに駆動周波数を低下させるため駆動回路への電力供給を減少し駆動波形の振幅を小さくする。この振幅の小さい状態で再度検出用抵抗の抵抗値を可変し、駆動周波数を固有周波数まで動かし最小出力電圧を得る。これにより最大出力電圧から最小出力電圧の範囲で任意の出力電圧を得ることができる。

【0139】本発明によれば、従来の最小出力電圧が固定振幅の駆動波形により固有周波数で駆動したときの出力電圧値であったのが、固定振幅より振幅の小さい駆動波形により固有周波数で駆動したときの出力電圧値まで下限範囲を広げられる。固有周波数の検出は周波数を電圧変換した値もしくは不具合時に発生する発熱を電圧変換した値を使用することで、しきい値の設定が容易となる。

【0140】更に、本発明によれば、電源電圧範囲の上限幅を拡大できる。その理由は、圧電トランスの出力を可変する際に、圧電トランスの駆動周波数を動かして昇圧比を変化させる方法と圧電トランスの駆動波形を変化する方法の2つの方法を併用し、特に駆動波形を変化させる方式を不具合の発生する固有周波数で使用するようにしたからである。

【0141】更に、本発明によれば、2つの制御方式を切り換えるしきい値にヒステリシス特性を持たせることで、切り換え時における駆動周波数の不定をなくし、かつ、固有周波数で駆動しないようにできる。すなわち、出力電圧が一定の時、パルス幅制御から無制御に切り換わる電源電圧は、無制御からパルス幅制御に切り換わったときの電源電圧より低い電圧値で切り換わるようにしている。出力電圧が一定の時、最小電源電圧から不具合の発生する固有周波数に到達するまで電圧を上げ駆動周波数を上昇させていき、固有周波数に到達すると、電源電圧を変えずに駆動周波数を低下させるため駆動回路への電力供給を減少し駆動波形の振幅を小さくする。この振幅の小さい状態で再度固有周波数まで電源電圧を上昇させ最大電源電圧を得る。これにより最小電源電圧から最大電源電圧の範囲で任意の電源電圧を得ることができ

る。

【0142】本発明によれば、従来の最大電源電圧が固定振幅の駆動波形により固有周波数で駆動したときの電源電圧値であったのが、固定振幅より振幅の小さい駆動波形により固有周波数で駆動したときの電源電圧値まで上限範囲を広げられる。固有周波数の検出は周波数を電圧変換した値もしくは不具合時に発生する発熱を電圧変換した値を使用することで、しきい値の設定が容易となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態の回路系統図である。

【図2】本発明の駆動回路の入出力電圧波形の各例を示す図である。

【図3】本発明が対象とする不具合及びその対策の説明図である。

【図4】本発明による不具合の対策の説明図である。

【図5】本発明の第2の実施の形態の回路系統図である。

【図6】本発明の第3の実施の形態の回路系統図である。

【図7】本発明の第4の実施の形態の回路系統図である。

【図8】従来回路の一例のブロック図である。

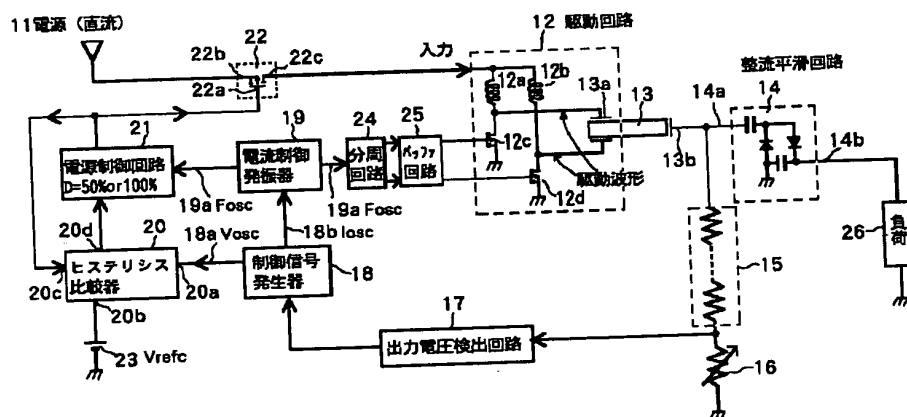
【図9】従来回路の他の例のブロック図である。

【図10】従来回路の更に他の例のブロック図である。

【符号の説明】

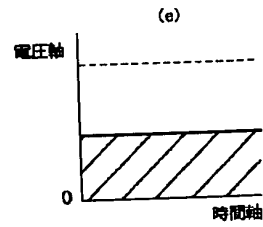
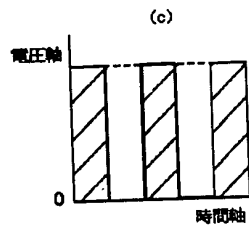
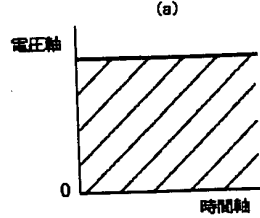
- 11 電源（直流）
- 12 駆動回路
- 12a、12b コイル
- 12c、12d スwitchングトランジスタ
- 13 圧電トランス
- 13a 入力部
- 13b 出力部
- 14 整流平滑回路
- 15 固定インピーダンス回路
- 10 16 検出用抵抗
- 17 出力電圧検出回路
- 18 制御信号発生器
- 18a 周波数制御電圧 (V_{osc})
- 18b 周波数制御電流 (I_{osc})
- 19 電流制御発振器
- 19a 発振周波数 (F_{osc})
- 20 ヒステリシス比較器
- 21 電源制御回路
- 22、41d スwitchング素子
- 20 23 基準電圧源
- 24 分周回路
- 25 バッファ回路
- 26 負荷
- 41 降圧型DC-DCコンバータ
- 42 発振器
- 45 サーミスタ
- 46 定電流源

【図1】

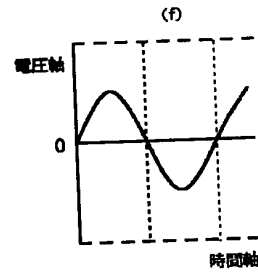
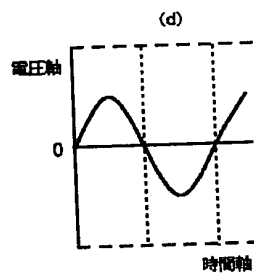
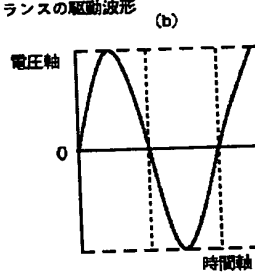


【図2】

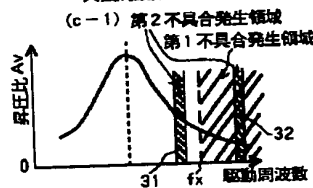
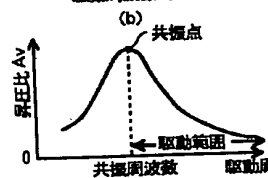
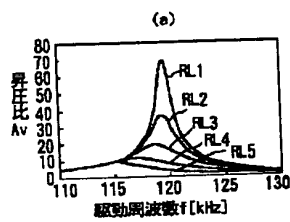
駆動回路への入力電圧波形



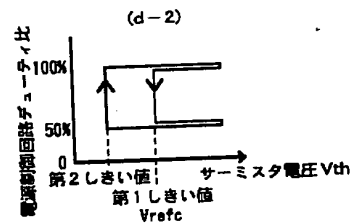
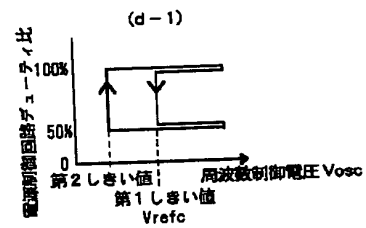
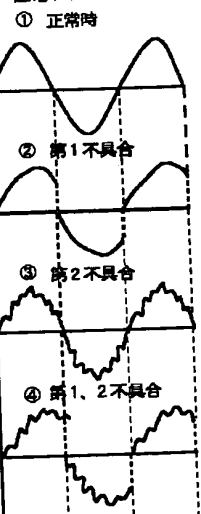
圧電トランスの駆動波形



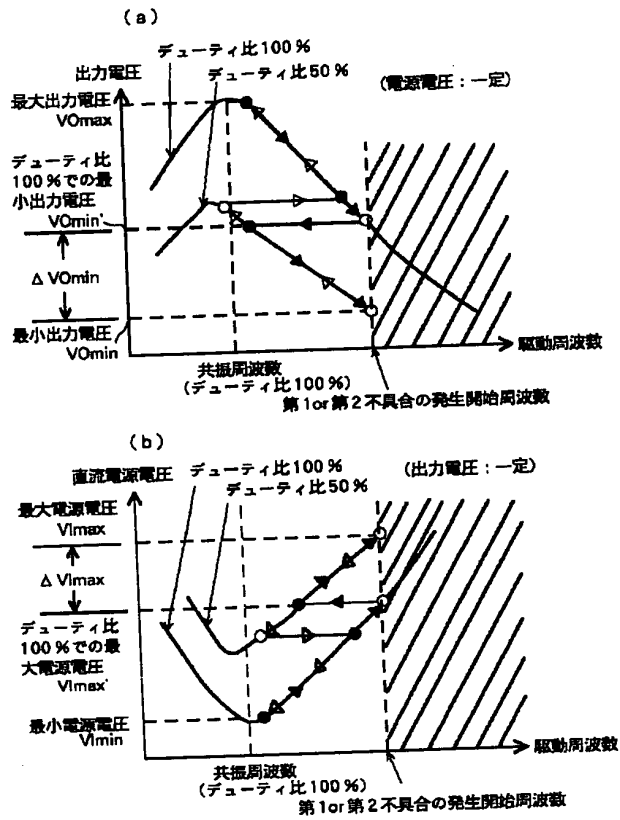
【図3】



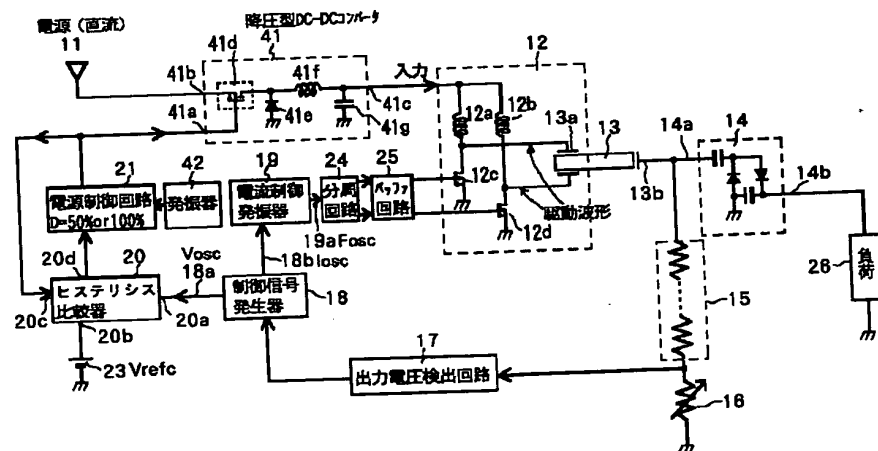
(c-2) 圧電トランスの駆動波形



【図4】



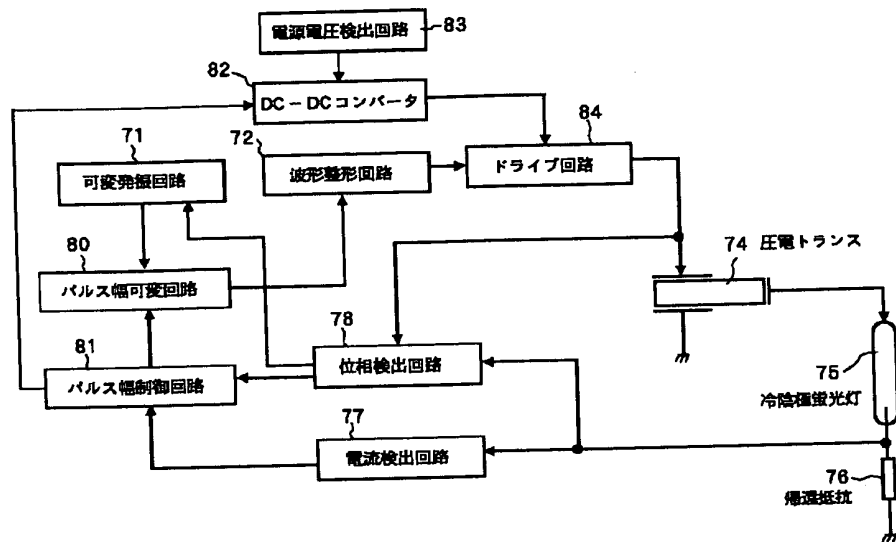
【図5】



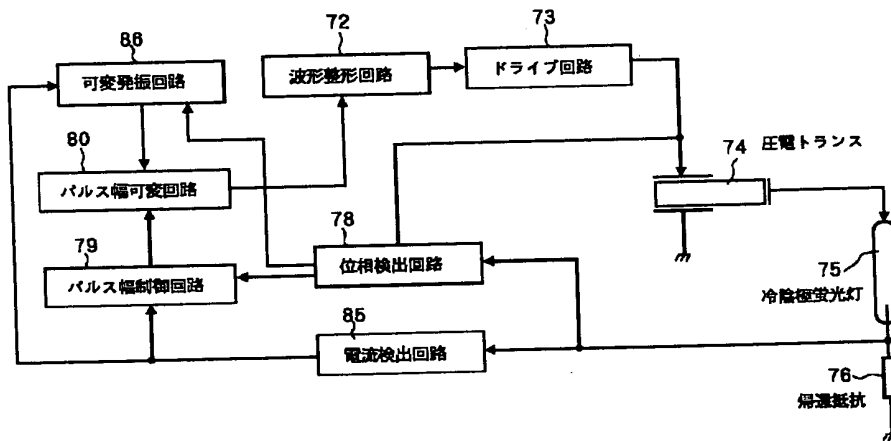
[illegible]

The block diagram illustrates the electrical circuit for the cold cathode fluorescent lamp (75). The circuit includes a power transformer (74) connected to a power source (m). The secondary winding of the transformer is connected to a series combination of a cold cathode fluorescent lamp (75) and a series resistor (76). The primary winding of the transformer is connected to a drive circuit (73). The drive circuit (73) is connected to a waveform shaping circuit (72), which in turn is connected to a variable frequency oscillator (71). The variable frequency oscillator (71) is connected to a pulse width modulation circuit (80). The pulse width modulation circuit (80) is connected to a pulse frequency control circuit (79). The pulse frequency control circuit (79) is connected to a phase-locked loop circuit (78). The phase-locked loop circuit (78) is connected to a current detection circuit (77). The current detection circuit (77) is connected to the pulse frequency control circuit (79). The phase-locked loop circuit (78) is also connected to the waveform shaping circuit (72). The waveform shaping circuit (72) is connected to the drive circuit (73). The drive circuit (73) is connected to the primary winding of the power transformer (74).

【図9】



【図10】



フロントページの続き

(58) 調査した分野 (Int. Cl. ⁷, D B 名)

H02M 3/24

H02M 7/48